

Philips Technisch Tijdschrift

BEHANDELEND TECHNISCHE VRAAGSTUKKEN

SAMENHANGENDE MET DE PRODUKTEN, WERKWIJZEN EN ONDERZOEKINGEN
VAN DE N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN

EEN CONTOURFREESBANK MET NUMERIEKE BESTURING

- I. ALGEMENE BESCHRIJVING
- II. HET COMMANDO-ORGAAN
- III. DE HYDRAULISCHE SERVOMOTOR

Bij de automatisering van gereedschapswerktuigen wordt sinds enkele jaren steeds meer gebruik gemaakt van numerieke besturing. Ten opzichte van de conventionele besturingsmethodes biedt dit vele voordelen, o.a. de mogelijkheid om een grote nauwkeurigheid en een grote flexibiliteit te verkrijgen. Ten einde ervaring met dergelijke systemen op te doen, heeft de N.V. Philips voor gebruik in het eigen bedrijf een eenvoudige contourfreesbank met numerieke besturing gebouwd. Hiermee is een zeer grote precisie bereikt: de besturing van de frees geschiedt tot op 2 μ m nauwkeurig. In deel I van dit artikel wordt een algemene beschrijving van de freesbank gegeven, waarna in deel II een belangrijk onderdeel van het stuursysteem, namelijk het commando-orgaan, wordt behandeld. Deel III gaat in het kader van een algemene bespreking van hydraulische servomotoren nader in op de servomotor die bij de freesbank wordt gebruikt en waarin nieuwe principes zijn toegepast.

I. ALGEMENE BESCHRIJVING

door J. A. HARINGX *).

621.914.3-522

In het Natuurkundig Laboratorium te Eindhoven wordt sinds enige jaren onderzoek verricht aan systemen voor het numeriek besturen van gereedschapswerktuigen. Deze systemen genieten tegenwoordig allereerst grote belangstelling en vooral in Amerika is reeds een hele reeks werktuigen met numerieke besturing in de handel gebracht. Bij het onderzoek te Eindhoven is speciaal de nadruk gelegd op het bereiken van een zo groot mogelijke nauwkeurigheid. Het onderzoek heeft geleid tot de ontwikkeling van een elektronisch-hydraulisch stuursysteem waaraan de gegevens betreffende de vorm van het werkstuk op ponsband worden toegevoerd.

Bij de keuze van de soort machine (draaibank, freesbank enz.) waarop dit systeem zou worden toegepast om het in de praktijk te toetsen, heeft men zich gericht naar een bestaande behoefte in een van de Philipsfabrieken. Hier was een contourfrees-

bank nodig met een veel grotere nauwkeurigheid dan bij dergelijke banken gebruikelijk is. De voor dit doel geconstrueerde freesbank (fig. 1), die omstreeks twee jaar geleden is gereedgekomen en die in de wandeling als PRO-PHIL wordt aangeduid, zal in dit artikel worden beschreven. Vooraf wordt een belangrijk principe besproken dat in deze machine is toegepast.

Het principe van de „afgeleide besturing”

Bij een contourfreesbank moet de frees een dusdanige beweging ten opzichte van het werkstuk uitvoeren dat dit de vereiste vorm krijgt. In het geval van een driedimensioneel werkstuk is de vorm b.v. gegeven door een vergelijking

$$F(x,y,z) = 0. \quad (1)$$

Bij een freesbank waarvan de frees door een samenstel van drie onderling loodrechte sleden wordt verplaatst, verloopt de besturing meestal als volgt. Eén der sleden, b.v. degene die de y-coördinaat

*) Philips' Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven.

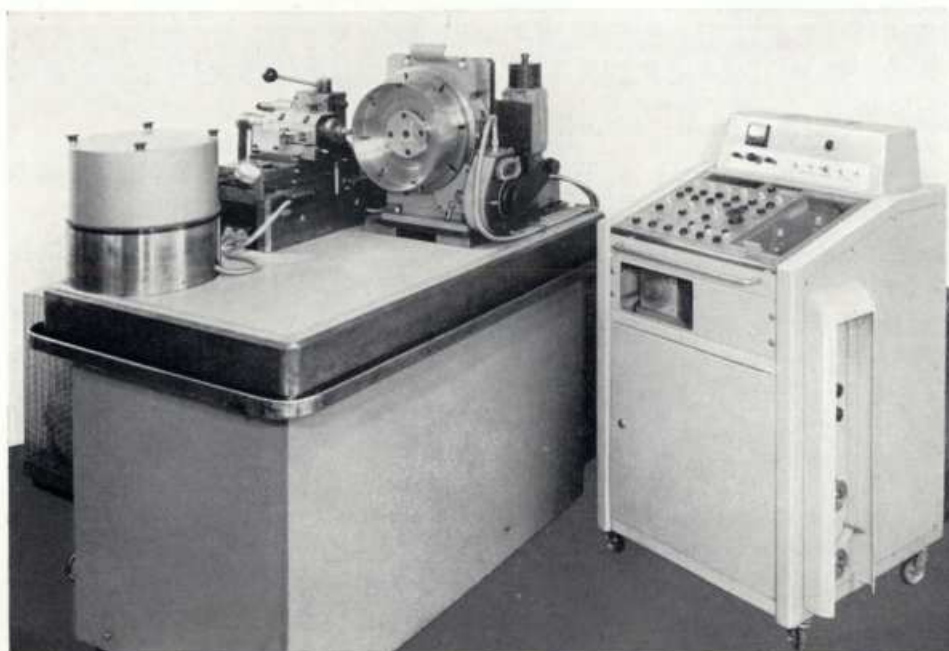


Fig. 1. De numeriek bestuurd contourfreesbank.

varieert, wordt periodiek over een kleine vaste afstand verschoven. In de periode waarin deze slede stilstaat, moet de frees door de overige sleden op de juiste wijze over het werkstuk worden bewogen. Een eenvoudige methode om dit te doen, is de toepassing van een zg. „afgeleide besturing”. Bij constante y -coördinaat moet de frees een beweging in het z -vlak uitvoeren die gegeven is door de functie

$$z = f(x), \quad \dots \dots (2)$$

afgeleid uit verg. (1). De slede die de frees in de x -richting verplaatst, wordt nu door een motor voortbewogen. Tijdens de beweging van deze slede wordt zijn verplaatsing gemeten en berekent een rekenorgaan uit deze metingen en uit gegevens over de vorm van $f(x)$ de verplaatsing die de z -slede moet ondergaan. De gegevens over $f(x)$ worden afzonderlijk aan dit rekenorgaan toegevoerd, b.v. op ponsband. Een stuursysteem zorgt ervoor dat de z -slede de berekende beweging uitvoert. Na overgang tot een nieuwe y -coördinaat gebeurt hetzelfde volgens een bijbehorende andere functie $z = f(x)$, die eveneens is afgeleid uit verg. (1).

Bij toepassing van afgeleide besturing is dus slechts één stuursysteem nodig. De snelheid van de x -slede hoeft niet constant te zijn, aan de beweging van deze slede moet alleen de eis worden gesteld dat ze gelijkmatig in één richting plaatsvindt. Een nadeel is dat hierdoor een beperking wordt opgelegd aan de vorm van het werkstuk. Doordat nl. de x -slede niet kan stoppen of teruglopen, en doordat uiteraard de snelheid waarmee de frees in de z -richting kan worden verplaatst, begrensd is, kan de helling dz/dx van

de gefreesde contour een bepaalde maximale waarde nooit overschrijden. Er is echter een belangrijke groep van werkstukken met gebogen oppervlakken waarvoor de methode geschikt is. Wij noemen hiervan: vlakke nokkenschijven, komschijven, schepsschroeven, schoepen voor turbines. De hier te beschrijven contourfreesbank, waarin afgeleide besturing wordt toegepast, is geconstrueerd voor het vervaardigen van komschijven.

De freesbank voor het vervaardigen van komschijven

De hier bedoelde komschijven worden gebruikt voor het besturen van een wikkelbank, waarop roosters voor elektronenbuizen worden gefabriceerd (zie fig. 2 en fig. 3). De opstaande rand van de komschijf moet een zodanige vorm hebben dat de rol, die in de wikkelbank op de schijf rust, als functie van de rotatiehoek φ van de schijf een bepaalde beweging in de z -richting uitvoert. Om de rand die vorm te geven, moet de frees tijdens de bewerking een beweging uitvoeren, die is gegeven door een functie

$$Z = f(\varphi), \quad \dots \dots (3)$$

(Feitelijk is deze functie gegeven in cilindercoördinaten; de straal r is hier constant.)

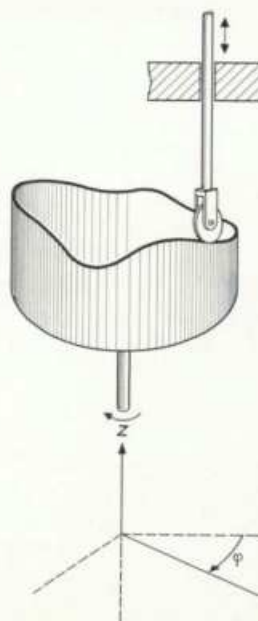


Fig. 2. Schets van een komschijf, zoals wordt gebruikt bij de besturing van machines voor het wikkelen van roosters voor elektronenbuizen (wikkelbanken). Op de opstaande rand van de komschijf rust een rol, die in de z -richting kan verschuiven. De komschijf draait rond, waardoor de rol een beweging uitvoert die door de vorm van de schijf wordt bepaald. Deze verplaatsing in de z -richting wordt gebruikt voor de besturing. Elk type rooster wordt verkregen door een bepaald verband tussen de beweging van de rol en de rotatiehoek φ van de schijf, zodat voor elk type een speciale komschijf vervaardigd moet worden.

Er moeten dus tijdens het frezen twee bewegingen plaatsvinden, en wel een translatie en een rotatie. Door toepassing van de afgeleide besturing heeft hiervan slechts één beweging te worden bestuurd, waarvoor de translatie is gekozen. Dit is op de volgende wijze verwezenlijkt (fig. 4).

Op een horizontale slede *S* is loodrecht op de bewegingsrichting van deze slede een freesspil gemonteerd, waarin de frees *F* wordt geplaatst. Het werkstuk is bevestigd aan een verticaal opgestelde draaitafel *D*, waarvan de rotatieas evenwijdig met de bewegingsrichting van de slede is. Deze draaitafel wordt door een elektromotor in één richting rondgedraaid. De slede wordt verplaatst door een hydraulische servomotor *H*. Deze wordt bestuurd door een regelschuif waarvan de stand automatisch wordt ingesteld met een elektromagneet. Tijdens het draaien van de draaitafel wordt de bekrachtigingsstroom van de elektromagneet zo geregeld dat de slede de verplaatsingen uitvoert die nodig zijn om het werkstuk de juiste vorm te geven. Het elektro-

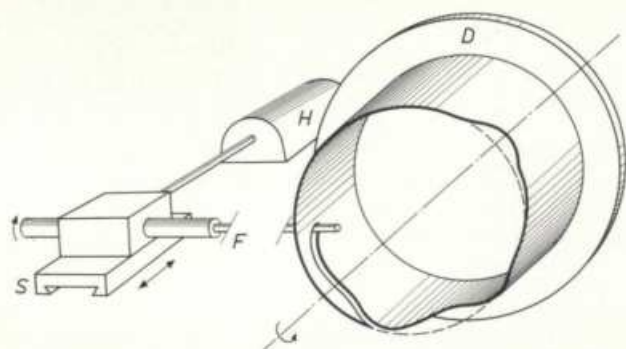


Fig. 4. Perspectivische schets van de belangrijkste mechanische onderdelen van de freesbank. Het werkstuk is bevestigd aan de verticaal opgestelde draaitafel *D*. De freesspil met de frees *F* is gemonteerd op de slede *S*, die in horizontale richting wordt verplaatst door de hydraulische servomotor *H*. Tijdens het roteren van de draaitafel wordt deze servomotor zo bestuurd dat de frees de gewenste baan door het werkstuk beschrijft.

nische systeem dat deze regeling verzorgt, werkt digitaal, d.w.z. met getallen die zijn uitgedrukt in een geheel aantal maal de kleinste eenheid; met digitale systemen is de grootste nauwkeurigheid te



Fig. 3. Enige komschijven die met de numeriek bestuurd freesbank zijn vervaardigd. Het bovenste exemplaar heeft een vorm zoals voor het besturen van een wikkelbank wordt gebruikt, de andere twee zijn exemplaren waarmee de nauwkeurigheid van de besturing is getoetst. Op het rechter exemplaar is de rand gelegd die door het frezen van het werkstuk werd verwijderd.

verkrijgen. De gegevens over de vorm van het werkstuk krijgt het systeem in numerieke vorm op ponsband toegevoerd. De ponsband is tevoren aan de hand van de werkstukgegevens vervaardigd door een digitale elektronische rekenmachine, waarvoor hier de PASCAL¹⁾ is gebruikt. Er wordt in het systeem terugkoppeling toegepast, door de verplaatsing van de slede te meten (eveneens in digitale vorm) en te vergelijken met de vereiste verplaatsing.

De beweging die de frees tijdens de bewerking moet uitvoeren (verg. 3), is dezelfde als de voorgeschreven beweging van de rol in de wikkelbank, mits de frees dezelfde diameter heeft als de rol. Indien dit niet het geval is, moet de baan van de frees worden berekend als equidistante van de baan van de rol. Deze berekening wordt ook door de rekenmachine uitgevoerd.

Zoals reeds bij de bespreking van de afgeleide besturing is opgemerkt, kan het werkstuk bij deze methode niet elke gewenste vorm aannemen, aangezien de draaitafel continu doordraait in één richting. Tevens geeft de eindige diameter van de frees een beperking. Bij de vervaardiging van de hierboven beschreven komschijven wordt van deze beperkingen echter geen hinder ondervonden.

¹⁾ W. Nijenhuis, De PASCAL, een zeer snelle digitale elektronische rekenmachine voor Philips' Rekencentrum, Philips techn. T. 23, 1-19, 1961 (no. 1).

Overzicht van de belangrijkste onderdelen

Voor de beschrijving van de onderdelen van de freesbank verdelen wij de machine in drie hoofddelen, namelijk (zie fig. 5) de draaitafel *D*,

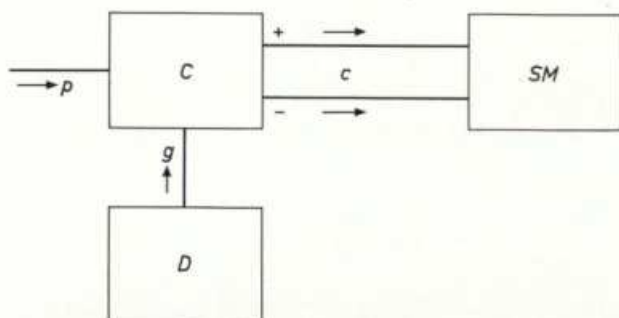


Fig. 5. Blokschema van de freesbank. Het commando-orgaan *C* ontvangt hoekimpulsen *g*, die de rotatie van de draaitafel *D* aangeven. De gegevens over het werkstuk krijgt het toegevoerd op ponsband *p*. Het commando-orgaan levert commando-impulsen *c* aan de stapmotor *SM*.

waarop het werkstuk wordt bevestigd, het commando-orgaan *C*, dat tijdens de bewerking de verplaatsing berekent die de slede moet ondergaan, en de stapmotor *SM*, die deze verplaatsing te weegbrengt.

Het commando-orgaan ontvangt doorlopend gegevens over de rotatie van de draaitafel. De rotatie wordt gemeten met een optisch systeem, dat een spanningsimpuls (een zg. hoekimpuls *g*) afgeeft wanneer de draaitafel één hoekenheid van $1/2048$ graad is gedraaid. De verplaatsing die de slede voor één hoekimpuls moet ondergaan (en die natuurlijk van de reeds afgelegde rotatie afhangt), berekent het commando-orgaan uit de gegevens over de vorm van het werkstuk, die op ponsband zijn toegevoerd. De berekende verplaatsing wordt aangegeven door spanningsimpulsen, de zg. commando-impulsen (*c*), die op twee uitgangen verschijnen: een impuls op de uitgang + betekent dat de slede één lengte-eenheid (bij deze machine $1\frac{1}{4} \mu\text{m}$) vooruit

moet worden verplaatst, en een impuls op de uitgang - betekent dat hij één eenheid achteruit moet gaan. Deze impulsen zullen hierna „positieve” en „negatieve” commando-impulsen worden genoemd (deze aanduiding slaat dus niet op de polariteit van de impulsen, maar op de richting van de verplaatsing). Per hoekimpuls kan nooit meer dan één commando-impuls verschijnen, zodat per hoekenheid de verplaatsing slechts één lengte-eenheid kan bedragen. De grootste helling die kan worden gesneden, is dus $2048 \times 1\frac{1}{4} \mu\text{m}$ ($= 2,56 \text{ mm}$) per graad.

De stapmotor vormt een gesloten lineaire regelkring, die is samengesteld uit enige hydraulische en elektronische onderdelen. Deze regelkring werkt als een volgsysteem, dat de verplaatsingen ten uitvoer brengt die door de commando-impulsen zijn aangegeven. De naam stapmotor is hiervoor gekozen omdat, zolang de frequentie van de binnenkomende commando-impulsen laag is, de verplaatsingen stap voor stap worden uitgevoerd. Hoewel bij toenemende frequentie de slede een continue snelheid krijgt en het karakter van stapmotor dus verloren gaat, zal deze term hier toch worden gehandhaafd.

Fig. 6 toont een schema van de freesbank waarop enige onderdelen van de stapmotor meer gedetailleerd zijn weergegeven. Het belangrijkste onderdeel

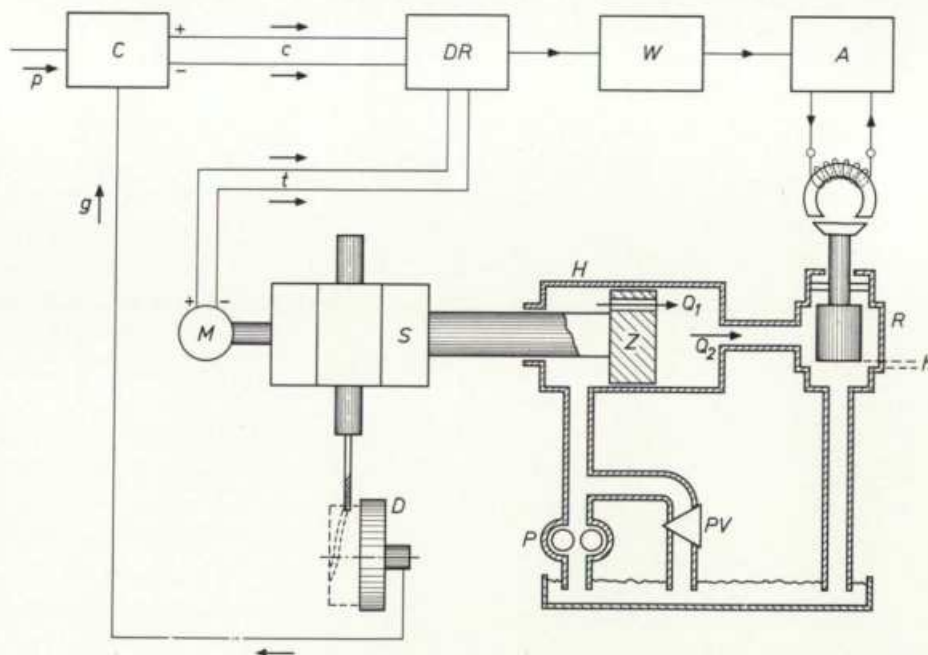


Fig. 6. Schematische voorstelling van de freesbank, waarin enkele onderdelen van de stapmotor uitgebreid zijn weergegeven dan in fig. 5. *C* is weer het commando-orgaan, dat zowel de ponsband *p* als de hoekimpulsen *g* van de draaitafel *D* krijgt toegevoerd. *DR* is een verschilregister, dat de commando-impulsen *c* ontvangt en tevens de terugkoppelimpulsen *t*, afkomstig van een meetsysteem *M*, dat de verplaatsing van de slede *S* meet. De impulsen *c* geven de gewenste verplaatsing Δx_1 van de slede aan, de impulsen *t* de feitelijke verplaatsing Δx_0 . Het verschilregister bepaalt het verschil $\Delta x_1 - \Delta x_0$. Een weerstandsnetwerk *W* levert een spanning die evenredig is met dit verschil. Deze spanning dient als ingangssignaal voor een gelijkstroomversterker *A*, die de stroom levert voor de elektromagneet van de regelschif *R*, die de hydraulische servomotor *H* bestuurt. *P*: oliepomp. *PV*: overdrukbeveiliging.

van de stapmotor is de hydraulische servomotor H . Deze bestaat uit een cilinder waarin een zuiger Z kan bewegen; de slede S is vast aan de zuiger verbonden. Door de cilinder wordt — onder een constant gehouden druk — olie gepompt, van de linker ruimte via een nauwe opening in de zuiger naar de rechter ruimte. Met een elektromagnetisch bediende regelschuif R , die in de afvoerleiding van de olie is geplaatst, kan de hoeveelheid olie Q_2 die per seconde uit de rechter cilinderruimte stroomt, worden gevarieerd, waardoor aan de zuiger een bepaalde snelheid wordt gegeven. De servomotor is zo gedimensioneerd dat de snelheid van de zuiger evenredig is met de bekrachtigingsstroom van de magneet.

De verplaatsing van de slede wordt, evenals de rotatie van de draaitafel, gemeten met een optisch systeem (M). Dit levert op twee uitgangen spanningsimpulsen, en wel een impuls op de uitgang + wanneer de slede $1\frac{1}{2} \mu\text{m}$ vooruit is verplaatst, en een impuls op de uitgang — bij een even grote verplaatsing achteruit. De impulsen worden gebruikt voor de terugkoppeling in het systeem en worden daarom terugkoppelimpulsen (t) genoemd; ze zullen op dezelfde wijze als de commando-impulsen worden onderscheiden in „positieve” en „negatieve”.

De stapmotor wordt gecompleteerd door elektrische schakelingen, namelijk een verschilregister (DR), een weerstandsnetwerk (W) en een gelijkstroomversterker (A). Deze laatste levert de stroom voor de elektromagneet van de regelschuif. Het verschilregister ontvangt de commando- en de terugkoppelimpulsen. De stroom die de versterker A levert, wordt bepaald door het verschil tussen het aantal ontvangen commando-impulsen en het aantal ontvangen terugkoppelimpulsen, dus door het verschil tussen de gewenste en de feitelijke sledepositie. De regelschuif werkt zo dat de zuiger in rust is wanneer het verschil nul is. Is er een positieve of negatieve afwijking, dan gaat de zuiger bewegen tot de afwijking geëlimineerd is. De werking van deze schakelingen zal hieronder nog uitvoerig worden behandeld.

Het commando-orgaan

De werking en de bouw van het commando-orgaan zullen in deel II van dit artikel worden behandeld; op deze plaats zal daarom worden volstaan met een korte aanduiding van het principe. De commando-impulsen zouden op de eenvoudigste manier verkregen kunnen worden door voor elke hoekimpuls (die aan het commando-orgaan wordt doorgegeven), op de toegevoerde ponsband de verandering van de Z -coördinaat (+1, 0 of -1 lengte-eenheid) aan te geven.

Hiervoor zou zeer veel ponsband nodig zijn, want één omwenteling van de draaitafel omvat $2048 \times 360 = 737\,280$ hoekeenheden. Men kan echter volstaan met een veel kleiner aantal gegevens, daar bij de werkstukken die op de freesbank worden vervaardigd, de functie $Z = f(\varphi)$ telkens voor een zeker traject een eenvoudige mathematische vorm heeft. Op de ponsband wordt de verplaatsing daarom niet aangegeven voor elke hoekimpuls, maar alleen voor intervallen van vele hoekeenheden. Het commando-orgaan bevat een interpolator, die in de intervallen tussen de gegeven waarden de functie benadert met polynomen van de eerste of tweede graad. De interval-lengte en de wijze van interpoleren worden zo gekozen dat de afwijking van de juiste waarde nergens groter wordt dan een halve lengte-eenheid. De intervallengte kan daarbij honderden hoekeenheden bedragen.

De stapmotor

In fig. 7 is een blokschema van de stapmotor gegeven. In het verschilregister DR wordt het verschil gevormd tussen het aantal ontvangen commando-impulsen c (de gewenste sledeverplaatsing

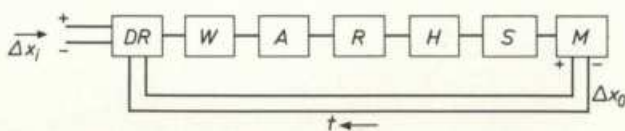


Fig. 7. Blokschema van de stapmotor. De letters hebben dezelfde betekenis als in fig. 6.

sing Δx_i) en het aantal ontvangen terugkoppelimpulsen t (de gemeten sledeverplaatsing Δx_0). Het register bestaat uit vijf flip-flops, die een binaire telschakeling vormen. Deze teller kan, bestuurd door spanningsimpulsen, vooruit en achteruit tellen. Als kleinste binaire getal kan hij 00001 aanwijzen, als grootste 11111. Het middelste getal in dit gebied, d.i. 10000, beschouwen we als nulstand van het register, de genoemde uiterste standen beantwoorden dan aan de decimale getallen -16 en +15.

De commando- en de terugkoppelimpulsen worden op de volgende wijze aan het verschilregister toegevoerd. De positieve commando-impulsen laten het register vooruit tellen en de negatieve commando-impulsen achteruit. De terugkoppelimpulsen vervullen de omgekeerde functie, dus de positieve terugkoppelimpulsen laten het register achteruit tellen en de negatieve vooruit.

Het weerstandsnetwerk W is verbonden met het register en vormt uit de spanningen van de flip-flops een spanning V die van 0 tot 2 volt loopt en die evenredig is met $\Delta x_i - \Delta x_0$. Deze spanning neemt

dus bij stijgende inhoud van het verschilregister stapsgewijs toe (fig. 8). Aangezien de spanning V als ingangssignaal dient voor de versterker A , die de bekrachtigingsstroom voor de regelschuif levert, en daar bovendien de snelheid van de slede met deze stroom evenredig is, kan bij de ordinaat van fig. 8 ook de sledesnelheid v_s worden geplaatst. Bij stand nul van het register is de slede in rust, bij stand $+1$ beweegt hij vooruit en bij stand -1 achteruit.

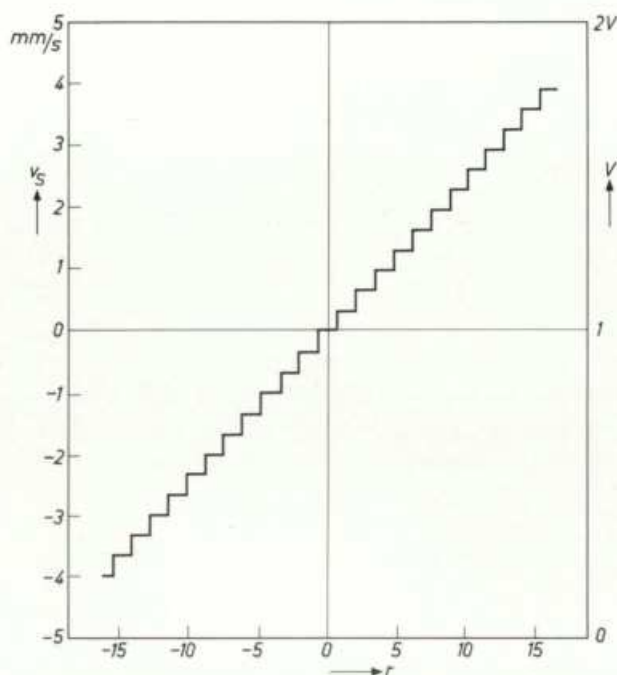


Fig. 8. Grafiek die het verband aangeeft tussen de uitgangsspanning V van het weerstandsnetwerk en de stand r van het verschilregister (r is evenredig met $\Delta x_1 - \Delta x_0$). Aangezien de snelheid v_s van de slede evenredig is met V , is langs de ordinaat ook een schaal voor v_s aangegeven.

We gaan nu uit van de toestand waarin het verschilregister in stand 0 staat en de slede stilstaat. (Als de slede bij de nulstand zou bewegen, kan hij worden stilgezet door de regelstroom te veranderen; de kromme in fig. 8 kan aldus in zijn geheel in verticale richting worden verschoven.) Wanneer nu een positieve commando-impuls binnenkomt, stapt het register naar stand $+1$. De slede gaat nu vooruit bewegen. Zodra hij één lengte-eenheid van $1\frac{1}{4} \mu\text{m}$ is verschoven, geeft het meetsysteem een positieve terugkoppelimpuls, die het register één stap terugzet. Het staat nu weer in stand 0 en de slede stopt. Een positieve commando-impuls heeft dus tot gevolg gehad dat de slede $1\frac{1}{4} \mu\text{m}$ vooruit is verplaatst. Op dezelfde wijze zet een negatieve commando-impuls het register in stand -1 , waarna de slede achteruit gaat bewegen, tot er, na $1\frac{1}{4} \mu\text{m}$ verschuiving, een negatieve terugkoppelimpuls verschijnt, die het register in stand 0 terugzet.

Wanneer het register, b.v. doordat er snel achtereenvolgende vijf commando-impulsen zijn ontvangen, de stand $+5$ heeft aangenomen, gaat de regelschuif verder open dan bij stand $+1$. De slede krijgt nu een grotere snelheid. Als hij één lengte-eenheid is verschoven, geeft het meetsysteem een positieve terugkoppelimpuls af, die het register terugzet in stand $+4$, waardoor de snelheid van de slede vermindert. De volgende terugkoppelimpuls zet het register in stand $+3$, wat de snelheid nog kleiner maakt, enz., tot het register weer in stand 0 staat. De slede is nu vijf eenheden verplaatst. Mocht de slede onverhoopt, b.v. door onvoldoende demping van het systeem, te ver doorschuiven, dan wordt dit door de terugkoppelimpulsen geredresseerd. Immers, zodra de slede $1\frac{1}{4} \mu\text{m}$ te ver is doorgeschoven, verschijnt nog een positieve terugkoppelimpuls, die het verschilregister terugzet in stand -1 . De slede gaat nu achteruit bewegen tot het teveel aan verplaatsing is geëlimineerd.

Bij constante grote snelheden van de slede zou zich een afwijking van de gewenste sledepositie voordoen. Deze wordt door het invoeren van een integrerende term in de regeling geëlimineerd. Als er in het register b.v. 1000 commando-impulsen per seconde binnenkomen, moet de sledesnelheid $1,25 \text{ mm/s}$ zijn. De regelschuif moet, om dit te verwezenlijken, uit de nulstand staan, dus ook het verschilregister moet tijdens deze beweging een constante afwijking van nul vertonen. We zien in fig. 8 dat bij deze snelheid het register in stand $+5$ staat. Dit wil echter zeggen dat tijdens deze beweging de slede steeds $5 \times 1,25 = 6,25 \mu\text{m}$ achterblijft bij de gewenste positie. Deze fout kan worden verkleind door de steilheid van de trapjeskromme met een factor 5 te vergroten, waarbij ervoor moet worden gezorgd dat de spanning die bij de nulstand van het register behoort, gelijk blijft. De gewenste snelheid wordt nu bereikt bij de stand $+1$ van de teller en de fout is dus slechts $1,25 \mu\text{m}$. Deze aanpassing wordt, voor elke snelheid, verkregen door middel van een eenvoudig integrerend RC-netwerk, dat achter het weerstandsnetwerk is geplaatst.

De fout die zich voordoet bij een snelheidsverandering, wordt hiermee niet geëlimineerd. Er zou daartoe nog een differentiërende term kunnen worden aangebracht, maar hieraan bestaat geen behoefte, aangezien bij het frezen van de komschijven geen plotselinge snelheidsveranderingen van de slede optreden.

De integrerende term van de regeling zorgt tevens voor het compenseren van de drift, waarvoor in de regelkring van de stapmotor vrij veel bronnen aanwezig zijn. Deze drift geeft het register een afwijking uit zijn nulstand, doordat er extra-terugkoppelimpulsen ontstaan. Op dezelfde wijze als in de vorige alinea is uiteengezet, zal deze afwijking worden gereduceerd tot $\frac{1}{5}$ van de waarde die ze zonder het RC-netwerk zou hebben gehad.

Na deze globale beschrijving van de werking van de stapmotor zullen wij in het volgende gedeelte van dit artikel nog enkele onderdelen afzonderlijk behandelen.

De hydraulische servomotor

Om te beginnen, gaan we iets nader in op de werking van de hydraulische servomotor (fig. 6).

We beschouwen eerst de toestand waarin de zuiger stilstaat. De hoeveelheden olie Q_1 en Q_2 die per tijdseenheid in en uit de rechter cilinderruimte stromen, zijn dan gelijk. De wijde h van de regelschuif is hierbij zodanig dat de stromingsweerstand van de beide „poorten” (de doorgangen in de cilinder en in de schuif) gelijk zijn. Aangezien door de beide poorten dezelfde oliestroom vloeit, is dus de drukval over beide poorten gelijk, zodat in de rechter ruimte de halve pompdruk heerst. Het rechter oppervlak van de zuiger is twee maal zo groot als het linker oppervlak, zodat de krachten die door de olie op de zuiger worden uitgeoefend, elkaar opheffen.

We beschouwen nu de situatie als de zuiger beweegt. We verwaarlozen voorlopig de gehele belasting van de zuiger, bestaande uit de kracht die de frees ondervindt van het werkstuk, en uit de wrijvings- en de traagheidskrachten. Onder die voorwaarde is voor het bewegen van de zuiger geen kracht nodig, zodat de oliedrukken links en rechts — net als bij de stilstaande zuiger — weer gelijk zijn aan respectievelijk de pompdruk en de halve pompdruk. De drukval over elk van de poorten is dus weer gelijk aan de halve pompdruk. Aangezien de oliestroom door een poort alleen afhangt van de doorstromingsopening en van de drukval, is Q_1 gelijk gebleven en is de stroom Q_2 door de regelschuif evenredig met de wijde h (fig. 6). Als de wijde wordt vergroot, neemt Q_2 dus toe, terwijl Q_1 constant blijft. De zuiger gaat nu naar rechts bewegen, en wel met een snelheid die evenredig is met $h - h_0$ (h_0 is de wijde waarbij de slede stilstaat). Op dezelfde wijze beweegt de zuiger naar links als h wordt verkleind.

In werkelijkheid is het beeld minder eenvoudig, doordat er wel belastingskrachten aanwezig zijn. Bij een dynamische belasting zullen variaties in de oliedrukken optreden, om de belasting op te vangen. Deze variaties zijn echter zo klein dat ze bij deze beschouwing verwaarloosd mogen worden (ze spelen wel een rol bij de stabiliteit van het systeem). Bij een constante belasting, b.v. veroorzaakt door de wrijving tussen zuiger en cilinder of door een uitwendige kracht, ontstaat een nieuwe evenwichtstoestand van de zuiger bij een iets afwijkende oliedruk en schuifstand. De drukvallen over de poorten hebben nu weliswaar andere waarden, maar voor de beweging van de zuiger geldt in deze toestand dezelfde redenering als hierboven. Door de verschuiving van het evenwicht verandert echter de instelling van de regelkring van de stapmotor, een

verschijnsel dat voor het bereiken van een grote nauwkeurigheid ongewenst is.

Een zeer hinderlijk gevolg van de wrijving is voorts nog de dode slag. De regelschuif kan namelijk over een klein gebied bewegen zonder dat de zuiger, geblokkeerd door de wrijving, hierop reageert.

Om aan de allerhoogste eisen van nauwkeurigheid te voldoen, zijn in de servomotor enige speciale constructies toegepast die de genoemde invloeden van de belasting elimineren. Deze constructies zullen worden besproken in deel III van dit artikel, dat een algemene beschouwing over hydraulische servomotoren geeft.

Het weerstandsnetwerk

In fig. 9 is een prinsipeschema gegeven van het weerstandsnetwerk, dat uit de spanningen van de vijf flip-flops van het verschilregister de spanning V

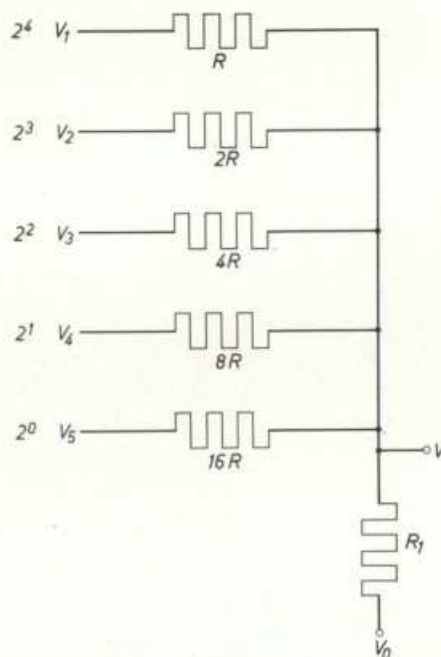


Fig. 9. Het weerstandsnetwerk. De spanningen $V_1 \dots V_5$ zijn de uitgangsspanningen van de vijf flip-flops van het verschilregister. V_0 is een instelbare constante spanning. Door de keuze van de weerstanden heeft de spanning V een waarde die een lineaire functie is van het getal dat in het register staat.

vormt (zie fig. 8) waarmee de gelijkstroomversterker voor de elektromagneet van de regelschuif wordt gevoed. Met de wetten van Kirchhoff is eenvoudig af te leiden dat voor de getekende schakeling geldt:

$$V = \frac{16V_0 + \frac{R_1}{R}(16V_1 + 8V_2 + 4V_3 + 2V_4 + V_5)}{16 + 31\frac{R_1}{R}}$$

Hierin is V_0 een instelbare constante spanning; de spanningen $V_1 \dots V_5$ zijn de uitgangsspanningen

van de flip-flops van het register, en wel V_1 van de meest significante bit (2^4) en V_5 van de minst significante bit (2^0). Deze spanningen hebben dus hetzij de waarde nul, hetzij een bepaalde positieve waarde V , al naar gelang de desbetreffende bit in het register 0 of 1 is. We zien dat in de formule voor V de vorm tussen haakjes het getal aangeeft dat in het verschilregister staat. De spanning V is dus een lineaire functie van dit getal. Als we een grafiek van V maken, uitgezet tegen de stand van het register, ontstaat de trapjeslijn die reeds in fig. 8 is gegeven. Door variëren van de spanning V_0 kan het niveau van de gehele trapjeslijn worden verhoogd of verlaagd, en door variëren van R_1/R kan de steilheid worden veranderd. Deze beide mogelijkheden worden gebruikt om bij het begin van de bewerking de sledesnelheid en de stabiliteit in te stellen.

Het meetsysteem voor de draaitafelrotatie

De draaitafel wordt door een elektromotor gedreven via een kettingoverbrenging en een wormas. De rotatie van de draaitafel wordt gemeten aan de wormas, waarvoor om deze reden een zeer nauwkeurige uitvoering is toegepast. Eventuele toch nog aanwezige speling tussen de worm en de draaitafel heeft geen invloed, aangezien de draaitafel altijd in dezelfde richting draait. Op de wormas is een schijf bevestigd, waarin langs de rand gaatjes zitten. Aan de ene zijde van de schijf staat een lichtbron en aan de andere zijde een fotocel, zodat, als de schijf draait, de fotocel een wisselende lichtstroom ontvangt. Uit de fotostroom die de fotocel nu levert, worden door een impulsvormer per periode acht spanningsimpulsen opgewekt. De wormoverbrenging bedraagt 1:180 en de schijf heeft 512 gaatjes, zodat één impuls een rotatie van de draaitafel van $1/2048$ graad aangeeft. Deze hoekimpulsen worden toegevoerd aan het commando-orgaan.

Het hier beschreven meetsysteem is incrementeel, d.w.z. het meet geen absolute waarden, maar alleen de veranderingen. Dit zou een nadeel kunnen zijn, aangezien het verlies van een impuls niet gecorrigeerd kan worden en dus een definitieve fout doet ontstaan. Het uitvallen van een hoekimpuls komt echter niet voor, en tegen het ontstaan van storende impulsen kan men door afscherming voldoende maatregelen treffen. Er is bovendien een controle-mogelijkheid, doordat de programma's steeds zo worden gemaakt dat aan het eind van een bewerkingscyclus de slede in zijn oorspronkelijke nulpositie teruggekeerd moet zijn en de draaitafel een zeer bepaalde rotatie moet hebben volbracht.

Het meetsysteem voor de sledeverplaatsing

De verplaatsing van de slede wordt eveneens incrementeel langs optische weg gemeten. Dit moet met een bijzonder grote nauwkeurigheid gebeuren, namelijk $1:2 \times 10^5$ ($1\frac{1}{4} \mu\text{m}$ op 25 cm). Voor nauwkeurigheden in deze orde van grootte komt een optisch systeem in aanmerking dat onlangs in dit tijdschrift zeer in het kort is beschreven²⁾. Het bevat twee buigingstralies die iets ten opzichte van elkaar zijn verdraaid, en maakt gebruik van het moiré-effect dat bij onderlinge beweging van de twee tralies ontstaat. In dit laboratorium heeft H. de Lang een soortgelijk systeem ontwikkeld, waarbij echter slechts één buigingstralie nodig is. Het heeft bovendien nog het voordeel dat de geleiding van dit tralie minder kritisch is dan bij het systeem met twee tralies. Een publikatie over dit nieuwe systeem is in voorbereiding.

De constructie van de freesbank

De figuren 10 en 11 geven een beeld van de constructie van de freesbank; zie ook fig. 1. De mechanische onderdelen die op de foto's zichtbaar zijn, zijn gemonteerd op een stalen plaat van 10 cm dikte. Fig. 10 toont in het midden de draaitafel, waarop een werkstuk is bevestigd. De elektromotor die de draaitafel drijft, is rechts bovenaan zichtbaar; de wormas is in horizontale stand onder de draaitafel gemonteerd. Het uiteinde van de wormas met het kettingwiel is rechts onder op de foto zichtbaar. In de doos links van de ketting bevindt zich het meetsysteem voor de rotatie van de draaitafel.

Links in fig. 10 bevindt zich de slede met daarop de freesspil, die door een riem wordt gedreven. Met de hendels die achter de freesspil zichtbaar zijn, wordt deze naar het werkstuk toe bewogen en in de gewenste stand gefixeerd. Hier bevindt zich ook een elektromagnetisch bediende veiligheidsinrichting, die de freesspil uit het werkstuk terugtrekt als bij de besturing zich een fout zou voordoen.

Fig. 11 toont de achterzijde van de opstelling, waarbij nu links de aandrijving en het meetsysteem van de draaitafel zichtbaar zijn. Rechts bevindt zich de hydraulische servomotor met daarachter de slede, en op de voorgrond in het midden een doos waarin de regelschuif is geplaatst. Onder de geperforeerde kap die geheel rechts op de foto nog gedeeltelijk zichtbaar is, bevinden zich het oliereservoir en de pomp die de olie naar de servomotor pompt. De olieleidingen van de servomotor naar de regelschuif en vandaar terug naar het reservoir zijn eveneens te zien. De elektronische apparatuur voor de bestu-

²⁾ Philips techn. T. 24, 171 (fig. 8), 1962 (no. 6).

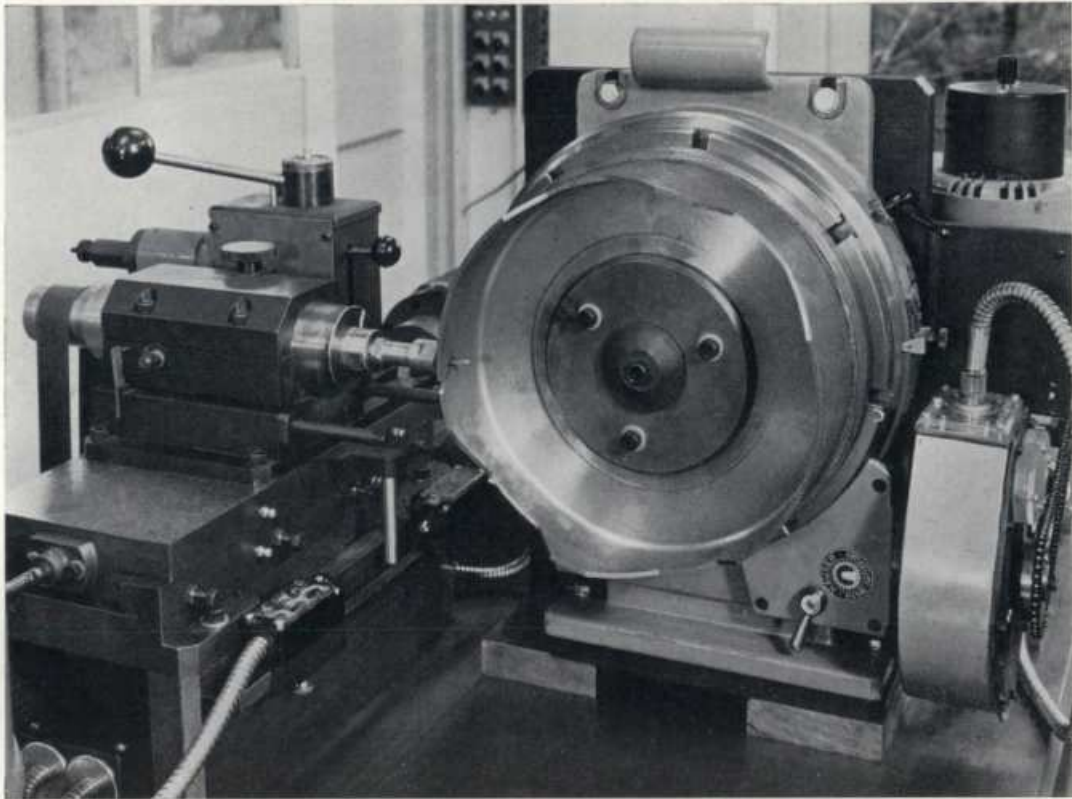


Fig. 10. De opstelling van de frees en het werkstuk. In het midden is de draaitafel zichtbaar, waarop het werkstuk is bevestigd. Rechts achter de draaitafel de motor met kettingoverbrenging voor het drijven van de draaitafel. In de doos rechts van de draaitafel bevindt zich het meetsysteem van de draaitafelrotatie. Links staat de freesspil op de slede. Achter de freesspil bevindt zich een inrichting waarmee de spil naar het werkstuk toe wordt bewogen en in de vereiste stand wordt gefixeerd.

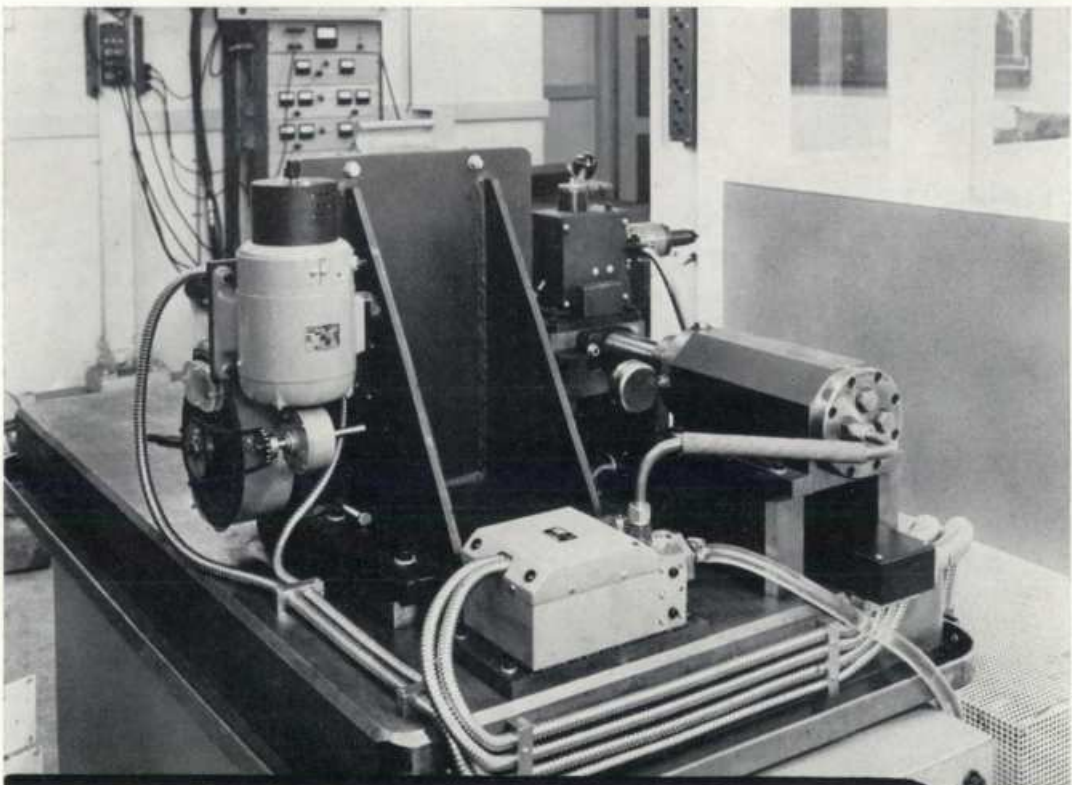


Fig. 11. Achterzijde van de onderdelen die in fig. 10 zichtbaar zijn. Links de aandrijving van de draaitafel, rechts is nog een stukje van de slede zichtbaar met daarvoor de cilindervormige hydraulische servomotor. In het midden op de voorgrond de regelschuif, die door olieleidingen is verbonden met de servomotor en met het oliereservoir, dat zich rechts onder de geperforeerde kap bevindt, samen met de pomp die de oliedruk levert.

ring is ondergebracht in de kast die in fig. 1 naast de freesbank staat. Deze apparatuur bestaat uit 400 eenheden, waarin in totaal ongeveer 1000 transistors en 1400 diodes zijn gebruikt. De werking van deze apparatuur zal in deel II van dit artikel worden besproken.

De verkregen resultaten

Met de freesbank zijn komschijven vervaardigd die zeer goed aan de gestelde eisen voldoen. Men kan de komschijven nu een ingewikkelder vorm geven dan bij vervaardiging met de hand mogelijk was, zodat bij de fabricage van de roosters voor elektronenbuizen nieuwe mogelijkheden zijn ontstaan. De nauwkeurigheid die is bereikt, blijkt geheel in overeenstemming met de verwachtingen te zijn. De fout in de positie van de freesspil is nergens groter dan $2\text{ }\mu\text{m}$; voor zover ons bekend is, is deze nauwkeurigheid nog maar met weinig andere contourfreesbanken verkregen. De afwijking van maximaal $2\text{ }\mu\text{m}$ is gemeten tijdens het frezen, waarbij de verspaningskrachten, zoals bij precisiewerk steeds het geval is, klein waren.

Als materiaal voor de komschijven wordt gietijzer gebruikt. Elke komschijf wordt twee maal gefreesd: één maal als voorbewerking en één maal als fijne bewerking. Als gevolg van de doorbuiging en de slijtage van de frees tijdens de bewerking is de maatafwijking van het voltooide produkt groter dan de vermelde $2\text{ }\mu\text{m}$; de grootste gemeten fout van het werkstuk is $5\text{ }\mu\text{m}$.

De genoemde bronnen van fouten zouden nog kunnen worden uitgeschakeld door het aanbrengen van een extra-terugkoppeling vanaf het werkstuk. Men zou b.v. tijdens de bewerking de afmeting van het zojuist gefreesde gedeelte continu kunnen meten (hoe dit zou kunnen gebeuren, zij hier in het midden gelaten), zodat elke afwijking direct kan worden gecompenseerd. Ook zou men vóór de fijne bewerking de vorm van het gehele werkstuk kunnen opmeten en automatisch laten vergelijken met de voorgeschreven vorm; vervolgens zou het programma voor de fijne bewerking volgens de geconstateerde afwijkingen gecorrigeerd dienen te worden. In de beschreven freesbank zijn deze verfijningen echter nog niet verwezenlijkt.

Samenvatting. Door de N.V. Philips is voor eigen gebruik een numeriek bestuurd contourfreesbank voor het vervaardigen van komschijven gebouwd. Het elektronisch-hydraulische stuursysteem, dat ca. 1000 transistors en 1400 diodes bevat, werkt digitaal. Het krijgt de gegevens over de vorm van het werkstuk toegevoerd op een ponsband, die zelf automatisch is vervaardigd door een digitale elektronische rekenmachine. De freesbank werkt volgens het principe van de „afgeleide besturing”. Het werkstuk is bevestigd aan een verticaal opgestelde draaitafel, die continu draait. De freesspil is gemonteerd op een horizontale slede, die naast de draaitafel staat. De rotatie van de draaitafel wordt gemeten; tegelijk berekent een elektronisch commando-orgaan uit deze metingen en uit de gegevens van de ponsband op elk ogenblik de verplaatsing die de slede moet ondergaan. Deze verplaatsing wordt teweeggebracht door een stuursysteem, waarvan een hydraulische servomotor deel uitmaakt. Er vindt terugkoppeling plaats vanaf de positie van de slede. De bereikte besturingsnauwkeurigheid van de frees is $2\text{ }\mu\text{m}$; de grootste fout van het werkstuk bedraagt $5\text{ }\mu\text{m}$.

II. HET COMMANDO-ORGAAN

door R. Ch. van OMMERING *) en G. C. M. SCHOENAKER *).

621.914.3-529.

De werking van het commando-orgaan dat in deel I van dit artikel in het kort werd beschreven, zal in het hier volgende deel uitvoerig worden behandeld. Het commando-orgaan heeft tot taak om, steeds als het meetsysteem van de draaitafelrotatie een hoekimpuls levert, uit gegevens die op ponsband worden toegevoerd te bepalen of de slede een verplaatsing moet ondergaan. Indien dit het geval is, moet een commando-impuls worden geleverd, die de stapmotor de vereiste verplaatsing doet uitvoeren.

Het commando-orgaan bestaat uit twee onderdelen, de interpolator en het stuursysteem, die we na elkaar zullen behandelen. We zullen eerst het prin-

cipe van het interpoleren beschrijven aan de hand van een eenvoudige lineaire interpolator; vooraf zal nog een korte uiteenzetting worden gegeven van het gebruikte talstelsel.

De notatie van de getallen

De berekeningen in het commando-orgaan worden uitgevoerd in het binaire talstelsel. Aangezien dit stelsel nu wel voldoende bekend geacht kan worden en ook reeds enige malen in dit tijdschrift is behandeld ¹⁾, zullen we ons hier beperken tot een bespreking van de wijze waarop de negatieve getallen worden weergegeven. Hiervoor bestaan twee

*) Philips' Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven.

¹⁾ Zie b.v. W. Nijenhuis, De PASCAL, een zeer snelle digitale elektronische rekenmachine voor Philips' Reken-centrum, Philips techn. T. 23, 1-19, 1961 (no. 1).

methodes, de methode van het inverse, en de methode van het twee-complement.

Bij beide methodes wordt het teken van het getal aangegeven door een extrabit, de zg. tekenbit, die vóór het getal staat, en wel een 0 voor een positief en een 1 voor een negatief getal. De overige bits van een negatief getal worden nu bij de eerste methode verkregen door het positieve getal met dezelfde absolute waarde te inverteren, d.w.z. alle enen door nullen te vervangen en omgekeerd. Het nadeel van deze methode is dat daarbij twee verschillende notaties voor het getal nul ontstaan, zoals uit de volgende voorbeelden blijkt:

$$\begin{array}{r} +22 = 0\ 10110 \\ -22 = 1\ 01001 \\ \hline 0 = 1\ 11111 \end{array} + \text{ en } \begin{array}{r} +22 = 0\ 10110 \\ +22 = 0\ 10110 \\ \hline 0 = 0\ 00000 \end{array}$$

Hierdoor is het bij deze notatie niet mogelijk om met één optelschakeling positieve en negatieve getallen bij elkaar op te tellen; zodra daarbij de nulstand zou worden gepasseerd, zou een fout ontstaan.

Dit bezwaar treedt niet op bij de tweede methode. Hierbij wordt het negatieve getal genoteerd als het complement van het positieve getal ten opzichte van een macht van twee; voor een getal dat, met inbegrip van de tekenbit, n bits lang is, is deze macht 2^n . De notatie van -22 wordt nu dus gevonden door $+22$ af te trekken van 2^6 .

$$\begin{array}{r} 2^6 = 10\ 00000 \\ +22 = 0\ 10110 \\ -22 = 1\ 01010 \\ \hline 0 = 10\ 00000 \end{array} +$$

Indien nu $+22$ en -22 bij elkaar worden opgeteld, is de som $10\ 00000$. De voorste bit van dit getal heeft geen betekenis, zodat bij de methode van het twee-complement voor het getal nul alleen de notatie $0\ 00000$ geldt.

Een eenvoudige regel voor het bepalen van de notatie van een negatief getal volgens de methode van het twee-complement luidt als volgt: inverteer het positieve getal met inbegrip van de tekenbit, en tel daarna bij de minst significante bit (rechts in het getal) 1 op. De volgende voorbeelden mogen een en ander verduidelijken:

$$\begin{array}{r} +22 = 0\ 10110 \\ \text{inv. } 1\ 01001 \\ \quad 1 \\ -22 = 1\ 01010 \end{array} \quad \begin{array}{r} +45 = 0\ 101101 \\ \text{inv. } 1\ 010010 \\ \quad 1 \\ -45 = 1\ 010011 \end{array}$$

Aangezien zal blijken dat het gehele interpolatieproces, zoals dit in het commando-orgaan wordt uitgevoerd, bestaat uit herhaalde optellingen van positieve en negatieve getallen, is hier de methode van het twee-complement toegepast.

Lineaire interpolatie

Stel dat de functie $Z = f(\varphi)$, die de baan aangeeft welke de frees moet beschrijven, de vorm heeft die in fig. 1 is gegeven (φ is de rotatiehoek van de draaitafel, zie fig. 2 in deel I van dit artikel). We benaderen deze kromme in de intervallen tussen φ_0 , φ_1 en φ_2 met rechte lijnstukken AB en BC . De functiewaarden Z_0 , Z_1 en Z_2 in de punten A , B en C

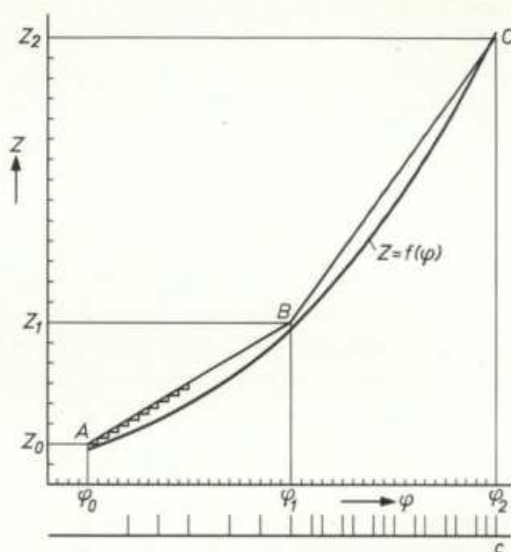


Fig. 1. Benadering van de functie $Z = f(\varphi)$ bij lineaire interpolatie. Langs de φ -as is een verdeling in hoeken eenheden aangebracht en langs de Z -as een verdeling in lengte-eenheden. De rechte lijnstukken AB en BC zijn zodanig gekozen dat de afwijking van de functiewaarde nergens groter is dan één eenheid van Z . De inhoud van het Z -register volgt een trapjeslijn langs de rechten AB en BC . Steeds als de Z -waarde één eenheid is veranderd, moet een commando-impuls c worden geleverd. Deze vereiste impulsen zijn hier onder de grafiek weergegeven (in het getekende geval komen alleen positieve commando-impulsen voor).

zijn hierbij afgerond op gehele eenheden van Z , en de intervallengte is zo gekozen dat de afwijking van de juiste functiewaarde nergens groter is dan één eenheid. Langs de φ -as is de draaiing in hoeken eenheden uitgezet; een hoeken eenheid correspondeert met de draaiing van de draaitafel die één hoekimpuls veroorzaakt. Bij elke draaiing van een hoeken eenheid moet nu de vereiste verandering van Z worden berekend.

De interpolator voert deze berekening uit met behulp van twee binaire registers (reeksen binaire elementen, b.v. flip-flops, die een binair getal bevatten), het Z -register en het ΔZ -register, en een optelschakeling. Aan het begin van het interval AB staat in het Z -register de functiewaarde Z_0 . In het ΔZ -register wordt een getal ΔZ_0 geplaatst met de waarde $Z_1 - Z_0/N$, waarbij N de intervallengte is, uitgedrukt in aantal hoeken eenheden. Dit getal is een maat voor de helling van de lijn AB . Nu wordt

telkens wanneer een hoekimpuls verschijnt, de inhoud van het ΔZ -register opgeteld bij die van het Z -register. Na m optellingen is de inhoud van het Z -register dus:

$$Z_m = Z_0 + m\Delta Z_0. \quad \dots (1)$$

De Z -waarde beschrijft tijdens het doorlopen van het interval een trapjeslijn langs de lijn AB . Na N optellingen is de inhoud van het Z -register toegenomen met $Z_1 - Z_0$ en bevat het weer de juiste functiewaarde Z_1 . Voor het volgende interval moet nu in het ΔZ -register de waarde $Z_2 - Z_1/N = \Delta Z_1$ worden geplaatst, waarna het proces zich herhaalt. Per interval moet dus op de ponsband één getal aan de interpolator worden toegevoerd.

Telkens wanneer tijdens het doorlopen van een interval de inhoud van het Z -register één eenheid groter of kleiner wordt, moet het commando-orgaan een impuls leveren aan de stapmotor. (Zoals reeds in deel I werd vermeld, kan bij de hier beschreven freesbank de sledeverplaatsing per hoekimpuls niet groter zijn dan één lengte-eenheid.) Aangezien alleen de veranderingen van de Z -waarde worden gebruikt, behoeft in het Z -register de totale functiewaarde niet aanwezig te zijn. Het Z -register bevat daarom alleen het gedeelte achter de komma en één bit vóór de komma, de zg. overloopbit; deze geeft aan dat het Z -register „overloopt”, d.w.z. van 0,1111... naar 1,0000... stapt. Als dit gebeurt, moet dus een commando-impuls worden geleverd. Het ΔZ -register begint eveneens achter de komma; het getal dat hierin staat, is altijd kleiner dan de eenheid. Bovendien bevat dit register een tekenbit. De registerinhoud wordt uitgedrukt in een geheel aantal malen de kleinste eenheid, de zg. peuter.

We zullen nu de gang van zaken tijdens het interpoleren nagaan aan de hand van een eenvoudig voorbeeld. Stel dat de intervallengte $2^5 = 32$ hoekeenheden is, dat de registerlengte 5 bits is + een tekenbit, en dat het ΔZ -register het getal +8 bevat. De helling van de rechte lijn waarmee de functie wordt benaderd is nu $8/32$, en er zal dus telkens na vier hoekeenheden een impuls moeten worden geleverd. Als aan het begin van het interval de functiewaarde nul is, verloopt het interpoleren op de volgende wijze:

	ΔZ -reg.	Z -reg.	overloopbit
	0,01000	0,00000	0
na de eerste optelling	„	0,01000	0
„ „ tweede „	„	0,10000	0
„ „ derde „	„	0,11000	0
„ „ vierde „	„	1,00000	1
overloopbit nul maken		0,00000	
na de vijfde optelling	„	0,01000	0

Na de vierde optelling is de overloopbit 1 geworden en de Z -waarde dus één eenheid veranderd, zodat er nu een commando-impuls moet worden geleverd. De tekenbit van het ΔZ -register geeft aan of de verandering van Z een toe- of een afnemening is. In dit voorbeeld moet dus de commando-impuls worden geleverd op de positieve uitgang van het commando-orgaan. Nadat deze impuls is afgegeven, wordt de flip-flop van de overloopbit weer op 0 gezet. Na de achtste optelling wordt de overloopbit weer 1 en wordt de tweede commando-impuls afgegeven, enz.

Als het ΔZ -register het getal -8 bevat, verloopt het interpoleren als volgt:

	ΔZ -reg.	Z -reg.	overloopbit
	1,11000	0,00000	0
na de eerste optelling	„	1,11000	1
overloopbit nul maken		0,11000	
na de tweede optelling	„	0,10000	0
„ „ derde „	„	0,01000	0
„ „ vierde „	„	0,00000	0
„ „ vijfde „	„	1,11000	1

Bij dit voorbeeld loopt het Z -register na de eerste en de vijfde optelling over en moet op deze plaatsen een negatieve commando-impuls worden geleverd. Ook nu wordt dus steeds na vier hoekeenheden een impuls afgegeven.

Kwadratische interpolatie

Bij kwadratische interpolatie wordt de functie $Z = f(\varphi)$ benaderd met parabolen (zie fig. 2). De

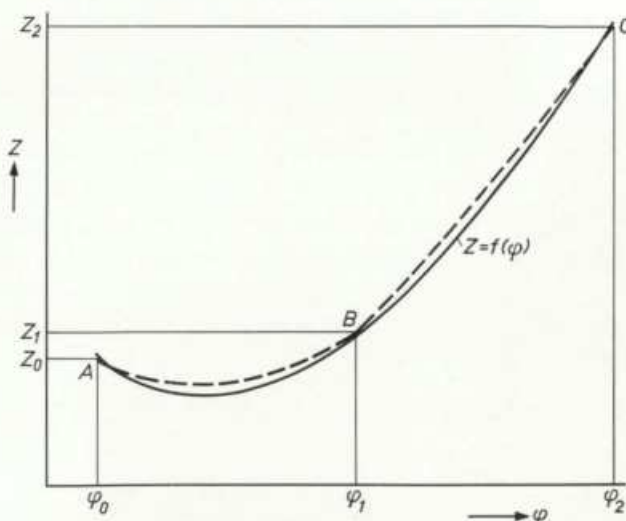


Fig. 2. Benadering van de functie $Z = f(\varphi)$ (getrokken lijn) bij kwadratische interpolatie. De gestreepte lijnen AB en BC zijn parabolen, die zodanig zijn gekozen dat de afwijking van de functiewaarde nergens groter is dan één eenheid, terwijl er tevens voor is gezorgd dat de knikken aan de intervalgrenzen zo zwak mogelijk zijn. Het interval mag bij kwadratische interpolatie veel langer worden gekozen dan bij lineaire interpolatie.

functiewaarden op de intervalgrenzen A , B en C worden weer afgerond op gehele eenheden van Z , en door deze punten worden parabolen getrokken die zodanig zijn gekozen dat de maximale afwijking van Z in een interval nergens groter is dan één lengte-eenheid. Het is duidelijk dat de intervallengte nu, vergeleken met die bij lineaire interpolatie, veel groter kan zijn. Bij de keuze van de parabolen wordt er tevens voor gezorgd dat de knikken die de geïnterpoleerde functie aan de intervalgrenzen vertoont, zo klein mogelijk zijn.

De kwadratische interpolator werkt met drie registers, het Z -, het ΔZ -, en het $\Delta^2 Z$ -register (fig. 3). Aan het begin van interval AB (zie fig. 2) bevat het Z -register de functiewaarde Z_0 . In het ΔZ -register wordt een getal ΔZ_0 geplaatst dat de helling van de

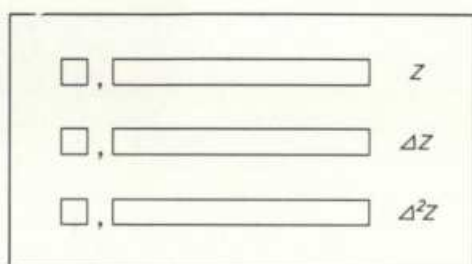


Fig. 3. Schematische voorstelling van de registers in een kwadratische interpolator. Het Z -register heeft vóór de komma een extrabit, de z.g. overloopbit, het ΔZ - en het $\Delta^2 Z$ -register bevatten vóór de komma een bit waarmee het teken wordt aangegeven. Bij elke stap van het interpolatieproces wordt eerst $\Delta^2 Z$ bij ΔZ opgeteld en daarna ΔZ bij Z . Indien daarbij de overloopbit van het Z -register 1 wordt, moet een commando-impuls aan de stapmotor worden geleverd.

parabool aan het begin van het interval weergeeft, en in het $\Delta^2 Z$ -register een getal $\Delta^2 Z_0$ dat een maat is voor de kromming van de parabool. Het interpoleren wordt nu op de volgende wijze uitgevoerd. Bij elke hoekimpuls die verschijnt, wordt de inhoud van het $\Delta^2 Z$ -register opgeteld bij die van het ΔZ -register, waarna deze op zijn beurt wordt opgeteld bij de inhoud van het Z -register. Bij elke hoekeenheid neemt de helling dus toe met $\Delta^2 Z$. Na m hoekeenheden bevat het Z -register de waarde

$$Z_m = Z_0 + m\Delta Z_0 + \frac{1}{2}m(m+1)\Delta^2 Z_0. \quad (2)$$

Als de intervallengte N is, treedt deze waarde van Z op bij

$$\varphi_m = \varphi_0 + \frac{m}{N}(\varphi_1 - \varphi_0).$$

Uit deze twee vergelijkingen volgt dat Z_m als functie van φ_m inderdaad een parabool is.

Aan het eind van het interval bevat het Z -register de functiewaarde Z_1 , het ΔZ -register bevat nu $\Delta Z_0 + N\Delta^2 Z_0$, d.i. de helling die de parabool van

het eerste interval in het punt B heeft. Voor het tweede interval moet in dit register de helling ΔZ_1 worden geplaatst die de parabool van het tweede interval in B heeft, en in het $\Delta^2 Z$ -register de kromming $\Delta^2 Z_1$ van deze parabool. Dit gebeurt door bij de inhouden van de desbetreffende registers de getallen $\Delta Z_c = \Delta Z_1 - (\Delta Z_0 + N\Delta^2 Z_0)$ en $\Delta^2 Z_c = \Delta^2 Z_1 - \Delta^2 Z_0$ op te tellen, die op ponsband worden toegevoerd.

De registers bevatten op dezelfde wijze als bij de lineaire interpolator alleen de getallen achter de komma. Het Z -register heeft vóór de komma weer de overloopbit, het ΔZ - en het $\Delta^2 Z$ -register hebben een tekenbit (fig. 3). De commando-impulsen worden weer geleverd wanneer het Z -register overloopt, op dezelfde wijze als is beschreven bij de lineaire interpolator.

Samengestelde interpolatie

De interpolatiemethode die in het commando-orgaan van onze freemachine wordt toegepast, is een combinatie van lineaire en kwadratische interpolatie, de z.g. samengestelde interpolatie. In een interval van 256 hoekeenheden worden 15 punten kwadratisch geïnterpoleerd (deze liggen dus op een parabool) en in elk van de 16 korte intervallen die hiertussen ontstaan, worden 15 punten lineair geïnterpoleerd. Bij de baanfuncties die bij de vervaardiging van de komschijven voorkomen, geeft deze methode een even grote nauwkeurigheid als kwadratische interpolatie in intervallen van 256 hoekeenheden (de afwijking is weer nergens groter dan één eenheid). Het grotere aantal knikken in de baan vormt geen bezwaar; deze knikken zijn in feite slechts zeer klein. Het voordeel van samengestelde interpolatie is dat de registerlengte aanzienlijk kleiner kan zijn, hetgeen een besparing geeft in het aantal benodigde flip-flops. Bij de hier toegepaste interpolator bedraagt de registerlengte achter de komma 13 bits.

De interpolator bevat dezelfde registers als bij kwadratische interpolatie; het interpoleren verloopt nu echter als volgt. Bij de punten die kwadratisch worden geïnterpoleerd, worden achtereenvolgens $\Delta^2 Z$ bij ΔZ opgeteld en ΔZ bij Z ; bij de tussenvolgende punten, die lineair worden geïnterpoleerd, wordt alleen ΔZ bij Z opgeteld. De kromming $\Delta^2 Z$ moet nu dus, vergeleken met de kromming bij kwadratische interpolatie in het gehele interval van 256 hoekeenheden, een 16 maal zo grote waarde hebben. Aan het eind van het interval moeten weer twee getallen, ΔZ_c en $\Delta^2 Z_c$, aan de interpolator worden toegevoerd om de nieuwe ΔZ en $\Delta^2 Z$ te verkrijgen. Om het principe van de methode te illustreren, is in fig. 4 de benadering van een functie bij samengestelde inter-

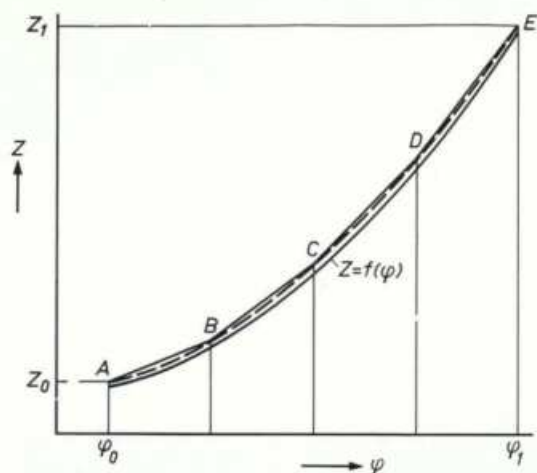


Fig. 4. Benadering van de functie $Z = f(\varphi)$ bij samengestelde interpolatie. In het interval van φ_0 tot φ_1 worden enige punten (in dit voorbeeld de drie punten B, C en D) kwadratisch geïnterpoleerd. Deze en de eindpunten A en E liggen dus op een parabool. In de intervallen tussen deze punten wordt lineair geïnterpoleerd.

polatie weergegeven voor een zeker interval, waarin drie punten kwadratisch en de hiertussen ver- eiste punten lineair zijn geïnterpoleerd.

Als de functie over een zeker gebied een zeer geringe kromming heeft, kan een grote besparing aan ponsband worden bereikt door over dit gebied lineaire interpolatie toe te passen. De in onze machine gebruikte interpolator kan in een dergelijk geval lineair interpoleren met een intervallengte van 8×256 hoekeenheden, dus 8 maal zo groot als een interval bij samengestelde interpolatie. We zullen de besparing die hierdoor wordt verkregen, illustreren met enige getallen.

Een volledige omwenteling van de draaitafel omvat 737 280 hoekeenheden, elke hoekeenheid heeft een grootte van $1/2048^\circ$; een interval van 256 hoekeenheden beslaat dus een hoek van $1/8^\circ$. Bij samengestelde interpolatie moeten per interval twee getallen ΔZ_c en $\Delta^2 Z_c$ worden toegevoerd, waarvoor twee regels van een 8-kanalenponsband nodig zijn. Als $\Delta^2 Z_c$ negatief is, komt er nog een derde regel bij, waarop de tekenbit van dit getal wordt geplaatst. Hierdoor zijn gemiddeld per interval b.v. 2,2 regels ponsband nodig. De ponsband die hier wordt gebruikt, bevat vier regels per cm lengte. Indien voor het gehele werkstuk samengestelde interpolatie zou worden toegepast, zou de totale benodigde ponsbandlengte in dit geval ongeveer 16 meter zijn.

Bij lineaire interpolatie behoeft per interval slechts één getal te worden toegevoerd, waarvoor één regel ponsband nodig is. Bij de lineaire intervallen die hier worden gebruikt (8×256 hoekeenheden, dus een hoek van 1°), is dus voor 1° rotatie slechts één regel ponsband nodig, tegen gemiddeld $8 \times 2,2$ regels bij de samengestelde interpolatie. Als de lineaire

interpolatie voor het gehele werkstuk zou kunnen worden toegepast, zou de benodigde ponsbandlengte slechts 90 cm bedragen. Bij de komschijven wordt afwisselend samengestelde en lineaire interpolatie toegepast, de ponsbandlengte voor één bewerking van een komschijf bedraagt ongeveer 5 m.

Op de ponsband moet ook worden aangegeven wanneer op een andere interpolatiemethode moet worden overgegaan. Hiervoor dienen de zg. bijzondere opdrachten. Aan het eind van een bewerking wordt hiermee ook het bevel gegeven dat de draaitafel moet stoppen. Indien bij samengestelde interpolatie een extraregel ponsband nodig is voor de tekenbit van $\Delta^2 Z_c$, kan een eventuele bijzondere opdracht op dezelfde regel worden geplaatst.

De vervaardiging van de ponsband

De ponsband wordt vervaardigd met behulp van een elektronische rekenmachine, waarvoor hier de PASCAL is gebruikt¹⁾. Deze rekenmachine moet eerst de baan $Z = f(\varphi)$ berekenen die de hartlijn van de frees tijdens de bewerking moet beschrijven. De bewerking wordt uitgevoerd in twee fasen, nl. een voorbereiding en een nabewerking. Bij de voorbereiding wordt een frees gebruikt die een kleinere diameter heeft dan de rol die in de wikkelbank over de komschijf loopt. De baan van de frees valt hierbij dus niet samen met de baan van de rol, maar moet worden berekend als equidistante hiervan (zie blz. 291). Bij de nabewerking heeft de frees dezelfde diameter als de rol en behoeft de rekenmachine een dergelijke berekening dus niet uit te voeren.

Als de baan van de frees is berekend, bepaalt de rekenmachine de parabolen waarmee de functie wordt benaderd. Zoals hierboven is uiteengezet, geldt als criterium dat de afwijking nergens groter mag zijn dan één lengte-eenheid en dat de knikken in de benaderende functie aan de intervalgrenzen zo klein mogelijk moeten zijn. De rekenmachine voert de bepaling uit door achtereenvolgens verschillende waarden van ΔZ en $\Delta^2 Z$ te proberen. Dit levert voor elk interval verschillende parabolen op die aan de eerste eis voldoen. Uit deze parabolen kiest de machine diegenen waarbij de knikken aan de intervalgrenzen minimaal zijn. Voor elke intervalgrens berekent de machine nu de twee getallen ΔZ_c en $\Delta^2 Z_c$ die bij de getallen in het ΔZ - en het $\Delta^2 Z$ -register moeten worden opgeteld.

Deze methode voor het berekenen van de correctie- termen is, sinds de hier beschreven freesbank werd ontworpen (dat is nu vier jaar geleden), alweer verouderd. In de laatste jaren is een wiskundig gefundeerde methode ontwikkeld waarmee deze termen op zeer eenvoudige wijze exact kunnen worden

berekend. Deze methode, die in de machine nog niet is toegepast, bespreken we in een Aanhangsel van dit artikel.

Behalve de getallen ΔZ_c en $\Delta^2 Z_c$ bevat de ponsband nog de bijzondere opdrachten, die in de vorige paragraaf zijn besproken.

Als de ponsmachine, of de ponsbandlezer die de informatie aan de interpolator toevoert, één bit verkeerd ponst of afleest, kan dit op dezelfde wijze als in elektronische rekenmachines gebruikelijk is, worden geconstateerd met behulp van de zg. pariteitsbits. Op elke geponste regel van de ponsband is nl. een extrabit aanwezig die geen functie heeft bij het weergeven van de informatie, maar die zodanig wordt gekozen dat het totale aantal enen per regel even is. Voordat de informatie wordt verwerkt door de interpolator, wordt deze pariteit gecontroleerd, en bij een geconstateerde fout stopt de machine automatisch.

De uitvoering van de interpolator

De verschillende optellingen die in de interpolator moeten worden uitgevoerd, geschieden alle met dezelfde optelschakeling. Een stuurorgaan, dat hierna zal worden besproken, zorgt ervoor dat de optellingen in de juiste volgorde plaatsvinden.

Ten einde te kunnen volstaan met één eenvoudige optelschakeling, zijn de registers uitgevoerd als schuifregisters. Dit betreft de Z -, ΔZ - en $\Delta^2 Z$ -registers alsmede een register voor de correctie-term ΔZ_c dat hieronder nog zal worden besproken. Deze hebben de eigenschap dat, als aan elke flip-flop van het register op een speciale ingang een spanningsimpuls wordt toegevoerd, de informatie die het register bevat, één cijferplaats naar rechts verschuift (d.w.z. in de richting van de minst significante bit). Was b.v. de stand van een 5-bits-register eerst 10110, dan is na één schuifimpuls de stand 01011 geworden en na twee schuifimpulsen 00101. Bij dit proces kan tegelijkertijd aan de voorkant weer nieuwe informatie worden toegevoerd; na twee schuifimpulsen wordt de stand dan b.v. 11101. De bouw van een dergelijk register zal nog worden beschreven.

De gebruikte opteller is een 1-bits-optelschakeling, waarmee de registers bit voor bit in serie worden opgeteld. We nemen als voorbeeld het optellen van de inhoud van het ΔZ -register bij die van het Z -register. De registerlengte, die in werkelijkheid 13 bits bedraagt, is hierbij verminderd tot 5 bits (zie fig. 5). Het Z -register bevat verder nog de overloopbit, die vóór elke optelling 0 is, en het ΔZ -register bevat een tekenbit. De beginstand van het Z -register geven we aan met $0Z_5Z_4Z_3Z_2Z_1$, die van het ΔZ -register met

$\Delta Z_1\Delta Z_5\Delta Z_4\Delta Z_3\Delta Z_2\Delta Z_1$, de som met $S_6S_5S_4S_3S_2S_1$. De stand 0 of 1 van een bit correspondeert steeds met een spanning 0 of 4 volt op de uitgang van de desbetreffende flip-flop. De optelschakeling heeft drie ingangen, twee hiervan zijn respectievelijk verbonden met de flip-flop van de minst significante bit van de twee registers, de derde is verbonden met de uitgang van een flip-flop M , die als geheugen dient waarin de overdracht wordt bewaard die is ontstaan bij de optelling van de vorige cijferplaats. De opteller vormt uit deze spanningen twee uitgangsspanningen, nl. één van 0 of 4 volt die de som (0 of 1) aangeeft, en één die op dezelfde wijze de overdracht naar de volgende cijferplaats aangeeft. Deze spanningen zijn vrijwel zonder vertraging aanwezig zodra de ingangsspanningen zijn aangesloten.

Een dergelijke opteller is samengesteld uit logischschakelingen. Deze schakelingen, die ook op vele andere plaatsen in de interpolator en in het stuursysteem worden gebruikt, leveren een hoge of een lage uitgangsspanning naar gelang al of niet een bepaalde combinatie van ingangsspanningen aanwezig is. Logischschakelingen zijn opgebouwd uit twee grondtypen, de *en*- en de *of*-schakeling (zie fig. 6). Een uitvoeriger bespreking van de logischschakelingen en de opteller vindt men in het in noot ¹⁾ aangehaalde artikel.

Bij het optellen van de registers wordt de somspanning die de opteller levert, toegevoerd aan de linker flip-flop van het Z -register; de spanning die de overdracht aangeeft, wordt toegevoerd aan de in-

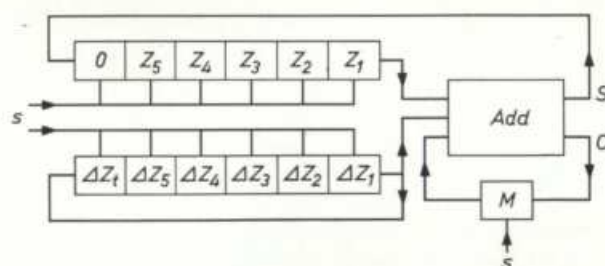
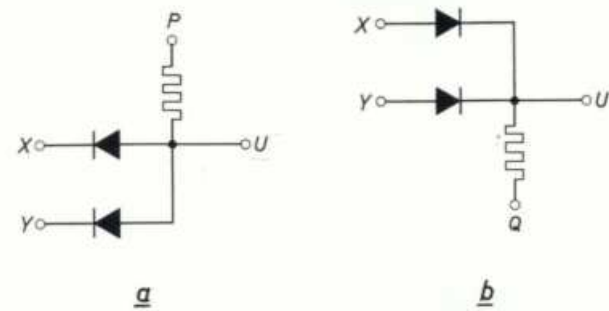


Fig. 5. De schakeling voor het optellen van de inhoud van het ΔZ -register bij die van het Z -register. De optelling wordt bit voor bit uitgevoerd door middel van een 1-bits-opteller *Add*. Twee ingangen van deze optelschakeling zijn respectievelijk verbonden met de uitgang van de flip-flop van de minst significante bit van de beide registers, de derde is verbonden met de uitgang van een geheugenflip-flop M , die de eventuele overdracht van de optelling van de vorige cijferplaats bevat. De opteller levert twee spanningen, één die de som S van de twee bits aangeeft, en één die de overdracht C naar de volgende cijferplaats aangeeft. De spanning C wordt toegevoerd aan de ingang van M , de somspanning S aan de linker flip-flop van het Z -register. Indien op de ingangen, gemerkt s , een spanningsimpuls wordt gegeven (zg. schuifimpuls), schuift de informatie in de registers één plaats naar rechts. Links in het Z -register wordt hierbij de som S ingevoerd, en links in het ΔZ -register ΔZ_1 . Tegelijkertijd wordt de waarde C vastgelegd in M . Na zes schuifimpulsen staat de som $Z + \Delta Z$ in het Z -register, en het ΔZ -register bevat weer de oude waarde ΔZ .



5134

Fig. 6. De twee grondtypen van logicaschakelingen. a) en-schakeling. Het punt P heeft hierbij een „hoge” positieve spanning. Het punt U heeft alleen een hoge spanning als X en Y een hoge spanning hebben. b) of-schakeling. Het punt U heeft een hoge spanning als X of Y of beide een hoge spanning hebben. Door samenvoegen van deze twee grondtypen kunnen schakelingen worden samengesteld die alleen een hoge spanning leveren als op een aantal ingangen een bepaalde combinatie van hoge en lage ingangsspanningen aanwezig is.

gang van M. Nu wordt aan beide registers een schuifimpuls s toegevoerd, zodat in beide registers de informatie één plaats naar rechts schuift. In het Z-register komt nu de som $S_1 = Z_1 + \Delta Z_1$ op de meest linkse cijferplaats te staan, zodat de stand wordt: $S_1 0 Z_5 Z_4 Z_3 Z_2$ (zie tabel I). In het ΔZ -register wordt links het getal ΔZ_1 weer ingevoerd, zodat hier de stand wordt $\Delta Z_1 \Delta Z_4 \Delta Z_5 \Delta Z_4 \Delta Z_3 \Delta Z_2$. Tegelijkertijd wordt een schuifimpuls toegevoerd aan M, waardoor de overdracht C hierin wordt vastgelegd.

Na deze eerste optelling staan op de ingangen van de opteller de spanningen Z_2 , ΔZ_2 en de uitgangsspanning C van de geheugenflip-flop (bij de eerste optelling was deze spanning nul). Bij de tweede schuifimpuls vindt weer dezelfde verschuiving van informatie plaats. Na zes schuifimpulsen staat in het Z-register de som $Z + \Delta Z$ en in het ΔZ -register staat dan weer de oorspronkelijke waarde ΔZ . Voor elke optelling is dus een serie schuifimpulsen nodig, bij de werkelijke registerlengte van 13 bits + tekenbit zijn dit er 14.

Als schuifimpulsen worden in de interpolator de zg. klokimpulsen gebruikt. Dit zijn spannings-

impulsen van +3 volt met een frequentie van 150 kHz. Hun naam is ontleend aan een andere functie die ze vervullen, nl. het synchroniseren van verschillende handelingen die in de machine plaatsvinden. De klokimpulsen worden aan de flip-flops van de registers toegevoerd via poortschakelingen, die geopend kunnen worden door er een positieve spanning op aan te sluiten. Deze spanning, de zg. poortspanning, wordt geleverd door het stuursysteem.

De poortspanning vervult nog een tweede functie, ze wordt nl. tevens gebruikt om de verbinding tussen de respectieve registers en de opteller tot stand te brengen. Hiertoe bevindt zich in de interpolator een selectieschakeling Sel, opgebouwd uit logicaschakelingen, waarop de vier registers en de opteller zijn aangesloten (zie fig. 7). Indien op de ingang I van

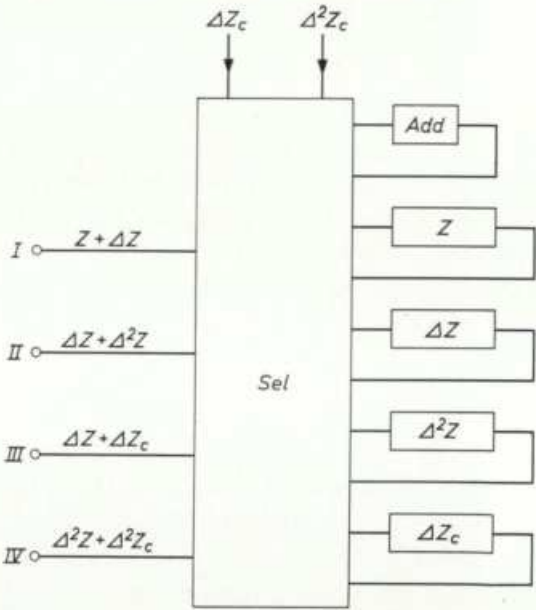


Fig. 7. Schematische voorstelling van de interpolator met de Z-, ΔZ -, $\Delta^2 Z$ - en ΔZ_c -registers, de optelschakeling Add en de selectieschakeling Sel. Indien op één van de ingangen die links van de selectieschakeling zijn aangegeven, een positieve spanning wordt gezet (een zg. poortspanning), wordt de optelling uitgevoerd die bij de desbetreffende ingang is vermeld.

deze selectieschakeling een poortspanning wordt gezet, worden het Z- en het ΔZ -register met de opteller verbonden en wordt de poortspanning doorgegeven aan deze registers, zodat de optelling wordt uitgevoerd. Poortspanningen op de andere ingangen verzorgen op dezelfde wijze de optellingen $\Delta Z + \Delta^2 Z$, $\Delta Z + \Delta Z_c$ en $\Delta^2 Z + \Delta^2 Z_c$. Voor ΔZ_c is een bufferregister aanwezig, omdat het noodzakelijk blijkt deze term reeds van de band te lezen vóórdat de optelling moet worden uitgevoerd. De term $\Delta^2 Z_c$ wordt rechtstreeks van de band bij $\Delta^2 Z$ opgeteld, zodat hiervoor geen bufferregister nodig is.

Tabel I. De standen van het Z- en het ΔZ -register tijdens de optelprocedure in de interpolator, telkens na de n^{de} schuifimpuls.

n	Z-register	ΔZ -register
0	$0 Z_5 Z_4 Z_3 Z_2 Z_1$	$\Delta Z_1 \Delta Z_5 \Delta Z_4 \Delta Z_3 \Delta Z_2 \Delta Z_1$
1	$S_1 0 Z_5 Z_4 Z_3 Z_2$	$\Delta Z_1 \Delta Z_1 \Delta Z_5 \Delta Z_4 \Delta Z_3 \Delta Z_2$
2	$S_2 S_1 0 Z_5 Z_4 Z_3$	$\Delta Z_2 \Delta Z_1 \Delta Z_1 \Delta Z_5 \Delta Z_4 \Delta Z_3$
3	$S_3 S_2 S_1 0 Z_5 Z_4$	$\Delta Z_3 \Delta Z_2 \Delta Z_1 \Delta Z_1 \Delta Z_5 \Delta Z_4$
4	$S_4 S_3 S_2 S_1 0 Z_5$	$\Delta Z_4 \Delta Z_3 \Delta Z_2 \Delta Z_1 \Delta Z_1 \Delta Z_5$
5	$S_5 S_4 S_3 S_2 S_1 0$	$\Delta Z_5 \Delta Z_4 \Delta Z_3 \Delta Z_2 \Delta Z_1 \Delta Z_1$
6	$S_6 S_5 S_4 S_3 S_2 S_1$	$\Delta Z_1 \Delta Z_5 \Delta Z_4 \Delta Z_3 \Delta Z_2 \Delta Z_1$

De besturing van de interpolator

Bij het uitvoeren van de samengestelde interpolatie zoals deze hierboven is beschreven, moeten in de interpolator verschillende optellingen in de juiste volgorde worden uitgevoerd. Bij elk van de 256 hoekimpuls die het hoekmeetsysteem tijdens het doorlopen van één interval levert, moet de optelling $Z + \Delta Z$ worden uitgevoerd. Voorts moet

van deze telschakelingen zijn verbonden met logischschakelingen die bij bepaalde standen van de tellers spanningen leveren die als poortspanningen of voor andere besturingsdoeleinden worden gebruikt. De samenwerking van deze twee tellers zullen we nu bespreken aan de hand van het prinsipschema van fig. 8.

Aan het stuursysteem worden de hoekimpuls

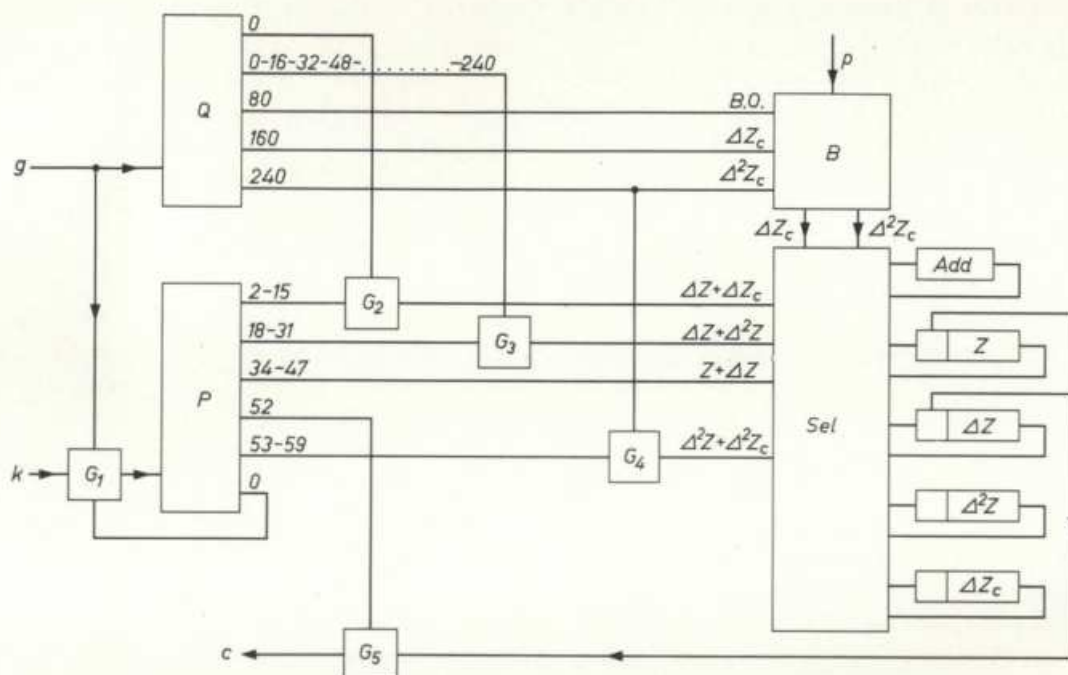


Fig. 8. Prinsipschema van het stuursysteem met de interpolator. Bij elke binnenkomende hoekimpuls g wordt de poort G_1 geopend en telt de microprogrammateller P 64 klokimpuls k af. In die periode levert deze teller vier spanningen, die via de selectieschakeling Sel van de interpolator de verschillende optellingen kunnen doen uitvoeren, mits de poorten G_2 , G_3 of G_4 geopend zijn. De intervallteller Q telt in elk interval de hoekimpuls van 0 tot 255 en opent bij bepaalde standen één der poorten G_2 , G_4 en G_3 . De teller Q bestuurt ook het lezen van de informatie van de band en het toevoeren van deze informatie p aan de interpolator. Bij stand 52 van de microprogrammateller wordt, indien de overloopbit van het Z -register 1 is, door het openen van poort G_5 een commando-impuls geleverd aan de stapmotor.

steeds na 16 hoekimpuls $\Delta^2 Z$ bij ΔZ worden opgeteld, en aan het eind van het interval moeten ΔZ en $\Delta^2 Z$ worden vermeerderd met de correctietermen ΔZ_c en $\Delta^2 Z_c$. In de loop van het interval moeten ook ΔZ_c en een eventuele bijzondere opdracht van de band worden gelezen en in een bufferregister worden bewaard, totdat ze verwerkt moeten worden. Voor de optellingen moeten bij elke hoekimpuls in de juiste volgorde poortspanningen op bepaalde ingangen van de selectieschakeling van de interpolator worden gezet.

Het stuursysteem voert al deze handelingen uit met behulp van twee telschakelingen, een 6-bits-teller, de zg. microprogrammateller P , en een 8-bits-teller, de zg. intervallteller Q . De flip-flops

en de klokimpuls toegevoerd. Elke hoekimpuls opent een poortschakeling G_1 , die de klokimpuls doorlaat naar de ingang van de microprogrammateller P . Deze teller doorloopt nu de standen van 0 tot 63. De logischschakelingen die met de zes flip-flops van deze teller zijn verbonden, leveren elk een spanning die gedurende 14 opvolgende standen van de teller positief is. Deze spanningen worden gebruikt als poortspanningen voor de optellingen. Doordat de teller P de klokimpuls telt die tevens worden gebruikt bij het optelproces in de interpolator, is hiermee gewaarborgd dat de poortspanning precies zo lang positief is als nodig is om één volledige optelling uit te voeren. De standen van P waarbij de poortspanningen worden geleverd, zijn:

P_1	2 t/m 15	voor de optelling	$\Delta Z + \Delta Z_c$,
P_2	18 t/m 31	" " "	$\Delta Z + \Delta^2 Z$,
P_3	34 t/m 47	" " "	$\Delta Z + Z$,
P_4	53 t/m 59	" " "	$\Delta^2 Z + \Delta^2 Z_c$.

De termen $\Delta^2 Z$ en $\Delta^2 Z_c$ zijn maximaal 8 bits lang, de desbetreffende registers bestaan daarom slechts uit 8 flip-flops. Om deze reden is de vierde poortspanning korter dan de overige, hij laat 8 klokimpulsen door. Na het uitvoeren van dit microprogramma stapt de teller door naar zijn nulstand, waarop de poort G_1 wordt gesloten en de teller gereed is om bij de volgende hoekimpuls het programma te herhalen.

We hebben hierboven al gezien dat niet bij elke hoekimpuls alle optellingen behoeven te worden verricht. De intervalteller Q bepaalt steeds welke optellingen moeten plaatsvinden. Deze teller krijgt de hoekimpulsen toegevoerd; hij telt deze van 0 tot 255 en brengt op deze wijze de verdeling in intervallen aan. De spanningen die de logicaschakelingen van deze teller bij bepaalde standen van de teller leveren, bedienen poortschakelingen G_2 , G_3 en G_4 (zie fig. 8), die de spanningen die de teller P levert alleen doorlaten indien de desbetreffende optelling moet worden uitgevoerd. Verder verzorgt deze teller het lezen van de gegevens van de ponsband. In het volgende lijstje is aangegeven, bij welke standen de intervalteller Q spanningen levert:

Q_1	0	voor $\Delta Z + \Delta Z_c$,
Q_2	0-16-32-...-240	voor $\Delta Z + \Delta^2 Z$,
Q_3	80	voor lezen van bijzondere opdracht en schrijven in bufferregister,
Q_4	160	voor lezen van ΔZ_c en schrijven in bufferregister,
Q_5	240	voor $\Delta^2 Z + \Delta^2 Z_c$ direct van de band.

We zien dat op deze wijze de optelling $Z + \Delta Z$ bij elke hoekimpuls wordt uitgevoerd, en de optelling $\Delta Z + \Delta^2 Z$ bij elke 16de hoekimpuls. De optellingen van $\Delta Z + \Delta Z_c$ en $\Delta^2 Z + \Delta^2 Z_c$ moeten zeer kort na elkaar gebeuren bij de overgang naar een volgend interval. Het optellen van $\Delta^2 Z_c$ mag plaatsvinden direct nadat de $\Delta^2 Z$ van het oude interval bij stand 240 van de intervalteller voor het laatst bij ΔZ is opgeteld (dus bij de tellerstanden P_4 - Q_5). Het optellen van ΔZ_c moet daarna op zijn laatst gebeuren bij stand nul van de intervalteller in het nieuwe interval (tellerstanden P_1 - Q_1). Het is niet mogelijk de bandlezer zo kort na elkaar twee getallen te laten lezen. Daarom wordt alleen $\Delta^2 Z_c$ gelijktijdig met het lezen van de band opgeteld, en wordt ΔZ_c al eerder in het interval op een gunstig moment gelezen en in

een bufferregister bewaard. Voor de bijzondere opdracht, die meestal ook bij stand Q_1 moet worden uitgevoerd, geldt dezelfde redenering. De tijdstippen waarop de drie gegevens van de band worden gelezen, zijn gelijkelijk verdeeld over het interval (standen Q_3 , Q_4 en Q_5).

Bij stand 52 van de microprogrammateller wordt gecontroleerd of er een commando-impuls gegeven moet worden. Hiervoor wordt poort G_5 korte tijd geopend; als nu bij de optelling $Z + \Delta Z$ de overloopbit van het Z -register 1 is geworden, verschijnt op de uitgang c een commando-impuls. (Het teken van het ΔZ -register bepaalt of dit een positieve of een negatieve moet zijn; de schakeling die hiervoor zorgt, wordt hier buiten beschouwing gelaten.)

Enkele elektronische details

In fig. 9 is de schakeling gegeven van de flip-flop die in het stuursysteem en in de interpolator voor verschillende doeleinden wordt gebruikt, b.v. voor elke bit van de schuifregisters. De transistors T_1 en T_2 vormen een bistabiele multivibrator, waarbij de terugkoppeling plaatsvindt via de emittervolgers T_3 en T_4 . Door het toevoegen van deze emittervolgers is een grote snelheid van de schakeling bereikt, terwijl tevens aan de uitgangen a en $\bar{a}$ voldoende vermogen kan worden geleverd om de logicaschakelingen te bedienen die in vele gevallen met de flip-flops zijn verbonden. In stand 1 van de flip-flop is T_1 niet geleidend en T_2 wel geleidend, de spanning a is 4 volt en de spanning $\bar{a}$ is 0 volt. De flip-flop klapt om naar de nulstand wanneer op de basis van T_2 een positieve spanningsimpuls wordt gegeven. Evenzo klapt de flip-flop weer om naar stand 1 wanneer aan de basis van T_1 een spanningsimpuls wordt toegevoerd. Bij de meeste toepassingen van de flip-flops worden hiervoor de klokimpulsen gebruikt. De uitgang van de klokimpulsgenerator is dan vast verbonden met de ingangen k en $\bar{k}$. Twee eenvoudige poortschakelingen, die bestaan uit de diodes en weerstanden D_1 , D_3 , R_1 , R_3 en D_2 , D_4 , R_2 , R_4 , bepalen nu wanneer en aan welke zijde een klokimpuls wordt doorgelaten.

Stel dat de flip-flop zich in stand 1 bevindt en moet omklappen naar stand 0. Er wordt dan een spanning +4 volt op de ingang $\bar{W}$ gezet. Indien daarbij tevens op ingang P een positieve spanning staat, is diode D_4 niet geleidend, zodat ook de spanning van punt M gelijk is aan +4 volt. De basisspanning van T_2 is ongeveer 3,8 volt; aan beide zijden van de diode D_2 staat dus ongeveer dezelfde spanning, zodat de klokimpuls wordt doorgegeven naar T_2 en de flip-flop omklapt. Wordt echter de spanning van P op 0 volt gehouden, dan is diode D_4 geleidend; de spanning van M blijft nu laag, op diode D_2 staat

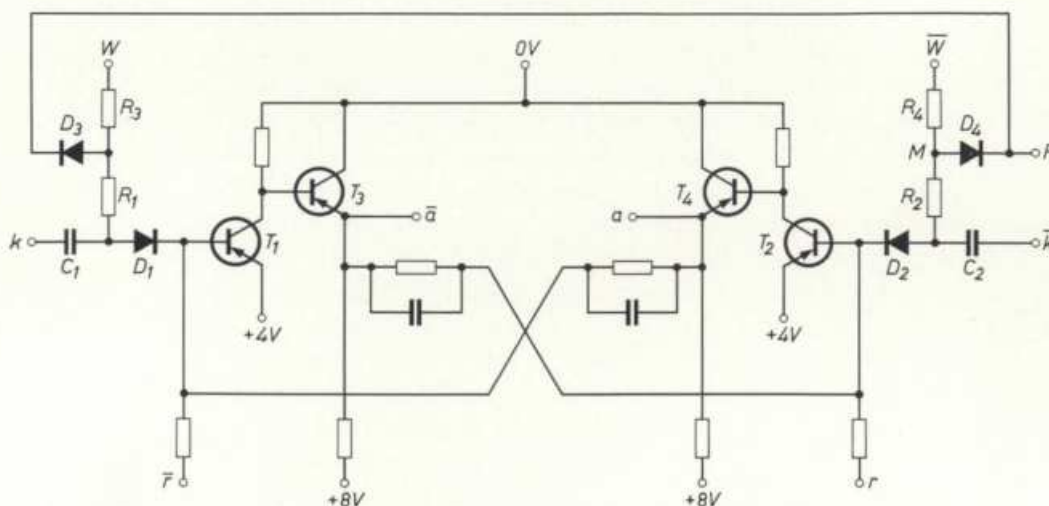


Fig. 9. Schema van de flip-flop die o.a. gebruikt wordt in de tellers en voor elke bit in de schuifregisters. T_1 en T_2 vormen een bistabiele multivibrator met terugkoppeling via emissorvolgers T_3 en T_4 . Aan de ingangen k en $\bar{k}$ worden klokimpulsen toegevoerd. De flip-flop wordt door een klokimpuls in stand 1 of 0 gezet als op de ingang P een positieve spanning staat, en als de informatie wordt toegevoerd in de vorm van een positieve spanning op de ingang W of $\bar{W}$. Verschijnt een negatieve spanning op de ingang r of $\bar{r}$, dan wordt de flip-flop — ongeacht zijn oorspronkelijke stand en ongeacht de spanningen die op andere ingangen staan — in stand 1 of 0 gezet.

een tegenspanning van 4 volt en de klokimpuls ter grootte van 3 V wordt niet doorgelaten. Het informatieaanbod betreffende de nieuwe stand komt dus op de punten $\bar{W}$ of W (voor stand 0 of stand 1), maar wordt alleen verwerkt (bij aankomst van de eerstvolgende klokimpuls) indien op punt P een positieve spanning staat (b.v. de poortspanning bij een schuifregister).

Op de ingangen r en $\bar{r}$ staat, zolang de flip-flop op de hier beschreven wijze moet werken, een spanning van +4 volt, die de werking niet beïnvloedt. Als op r of op $\bar{r}$ echter een negatieve spanning wordt gezet, wordt de flip-flop — ongeacht zijn oorspronkelijke stand en ongeacht de waarden van de andere spanningen — resp. in stand 1 of 0 gezet. Dit wordt b.v. gebruikt om een register in de nulstand terug te brengen.

Van de vele toepassingen van de flip-flop zullen we

hier alleen die in de schuifregisters nader bespreken (fig. 10). Het kenmerk van een schuifregister is dat, zolang een poortspanning aanwezig is, bij iedere klokimpuls de informatie één cijferplaats naar rechts opschuift. Hiertoe worden de flip-flops op de volgende wijze onderling gekoppeld. De ingangen W en $\bar{W}$ van flip-flop II worden verbonden met resp. de uitgangen a en $\bar{a}$ van flip-flop I. Indien nu op het punt P een poortspanning aanwezig is, neemt bij de eerste klokimpuls de flip-flop II de stand van flip-flop I aan. Op dezelfde wijze neemt flip-flop III de informatie van flip-flop II over. Dit gebeurt door dezelfde klokimpuls, en dus op hetzelfde moment. Het gevaar zou nu kunnen bestaan dat flip-flop III direct de nieuwe stand van flip-flop II zou aannemen. Aan de ingangen van een flip-flop bevinden zich echter de weerstanden en condensatoren R_1-C_1 en R_2-C_2 , die door hun RC-tijd als geheugen fungeren.

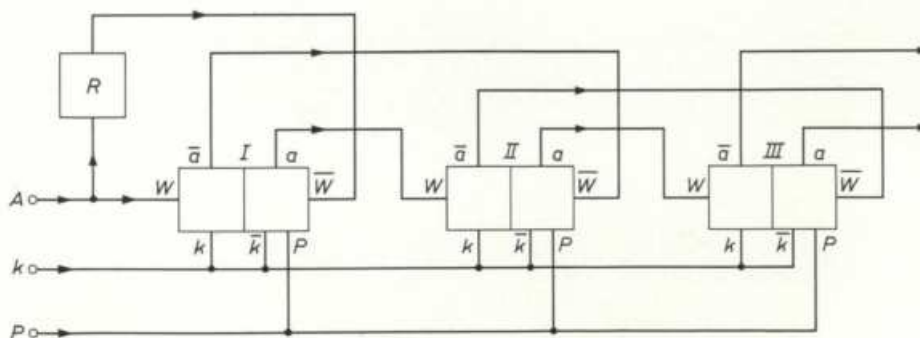


Fig. 10. Schematische voorstelling van de eerste drie flip-flops van een schuifregister. Als op de ingang P een positieve spanning staat, schuift bij elke klokimpuls die op ingang k verschijnt, de informatie in het register één plaats naar rechts op.

Hierdoor blijven de oorspronkelijke uitgangsspanningen van flip-flop *II* lang genoeg beschikbaar aan de bases van flip-flop *III* om deze fout te vermijden.

De nieuwe informatie voor flip-flop *I* wordt aan *W* toegevoerd via de ingang *A*, waarop dus een spanning van 0 of 4 volt wordt gezet naar gelang flip-flop *I* de stand 0 of 1 moet aannemen. Een omkeerschakeling *R* vormt uit deze spanning de complementaire spanning, die aan de ingang *W* moet worden toegevoerd.

Het voordeel van deze schakeling is dat de klokimpulsen rechtstreeks aan de flip-flops worden toegevoerd en niet eerst andere delen van de schakeling behoeven te passeren. Deze impulsen, waarvan de flanksteilheid zeer belangrijk is, worden dus weinig vervormd. De poortspanningen doorlopen wel een lange weg door het stuursysteem, maar dit levert geen bezwaar op, aangezien hun vorm niet zo belangrijk is. Voorwaarde is alleen dat deze spanning tijdig de waarde +4 volt bereikt.

De bediening van de freesbank

De elektronische schakelingen van het stuur-

systeem en van de interpolator, alsmede die van de stapmotor (verschilregister, weerstandsnetwerk en versterker), zijn gemonteerd in de kast die in fig. 1 van deel I van dit artikel (blz. 290) naast de freesbank staat. Hierin bevindt zich ook de voedingsapparatuur voor deze schakelingen. De onderdelen zijn op overzichtelijke wijze gemonteerd op panelen, die aan de achterzijde van de kast gemakkelijk bereikbaar zijn (fig. 11). In fig. 11 is ook een rij schakelaars zichtbaar, waarmee een programma voor het testen van de apparatuur kan worden afgewerkt.

Aan de bovenzijde van de kast bevindt zich het bedieningspaneel van de freesbank (fig. 12). Rechts zijn onder een glazen plaat twee ponsbandlezers voor het toevoeren van de gegevens zichtbaar. Voor het toevoeren is een achtkanalenlezer nodig (d.w.z. acht bits per regel). Omdat echter ten tijde van de bouw van de machine geen goede achtkanalenlezer beschikbaar was, werden voorlopig twee parallel geschakelde vijfkanalenlezers gebruikt, waarbij dus twee kanalen ongebruikt bleven. Inmiddels hebben we de twee vijfkanalenlezers alsnog door een enkele achtkanalenlezer vervangen.

Op het vlakliggende deel van het paneel bevindt zich links bovenaan een serie lampjes, die de stand van het verschilregister van de stapmotor aangeeft. Rechts daarvan zijn zes lampjes geplaatst die, als de machine stopt doordat er een fout is geconstateerd, de aard van deze fout aangeven. Daaronder bevindt zich een teller „nulpunt”, waarmee bij het begin of bij het einde van een bewerking de afwijking van de slede uit zijn nulstand kan worden afgelezen.

Met de daaronder geplaatste rij drukknop-schakelaars kunnen de verschillende onderdelen van de freesbank afzonderlijk worden ingeschakeld. Bij het in werking stellen van de freesbank worden nu achtereenvolgens de volgende handelingen verricht. Eerst worden alleen de onder-

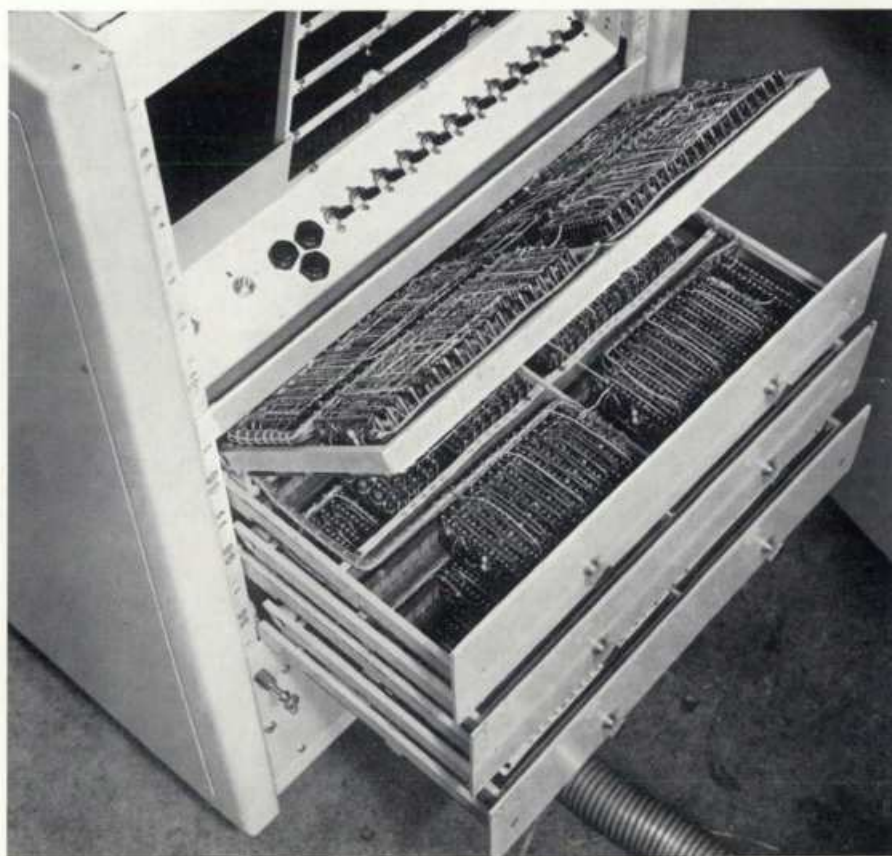


Fig. 11. Achterzijde van de kast die in fig. 1 van deel I naast de freesbank staat en waarin zich de diverse elektronische schakelingen bevinden. De panelen waarop de onderdelen zijn gemonteerd, kunnen, zoals hier wordt getoond, naar buiten worden geschoven, zodat alle schakelingen goed bereikbaar zijn. Met behulp van de schakelaars bovenaan de foto kan een testprogramma worden afgewerkt.

delen van de hydraulische aandrijving ingeschakeld. Als daarna de schakelaar „eindknoppen” is ingedrukt, gaat de slede automatisch heen en weer lopen tussen twee vaste eindstanden. Dit wordt gebruikt om de hydraulische apparatuur te testen, eventuele luchtballen uit de olie te verdrijven en om de slede te laten inlopen. Vervolgens wordt de schakelaar „handbediening” ingedrukt, waarna men met de drie knoppen onder de meter op het opstaande gedeelte van het paneel de slede met de hand over een bepaald gebied heen en weer kan laten lopen. Op deze wijze brengt men nu de slede zo nauwkeurig mogelijk in zijn beginstand. Als de slede in de beginstand niet stilstaat, kan dit worden bijgesteld door met een potentiometer (die op de foto niet zichtbaar is) de stroom in te stellen die de versterker aan de regelschuif levert.

Vervolgens wordt de elektronische apparatuur ingeschakeld, waarna met de drukknop „aut. bediening” de koppeling tussen de elektronische en hydraulische onderdelen van de stapmotor tot stand wordt gebracht. Nu kunnen kleine correcties op de beginstand van de slede worden aangebracht met de schakelaar en de drukknoppen links onder op het paneel, waarmee men de slede stapjes van $1,25\text{ }\mu\text{m}$ dan wel $20\text{ }\mu\text{m}$ kan laten maken, overeenkomende met 1 dan wel 16 commando-impulsen.

Nadat de motor voor de aandrijving van de frees is ingeschakeld, kan met de startknop onder aan het paneel de bewerking op gang worden gebracht. De ponsbandlezer zoekt nu automatisch het begin van de ponsband op, de motor van de draaitafel wordt ingeschakeld en het commando-orgaan gaat commando-impulsen leveren, zodat de bewerking begint. Met het indrukken van de startknop worden de schakelaars van de verschillende onderdelen van de freesbank geblokkeerd om te verhinderen dat beschadiging zou optreden door abusievelijk uitschakelen van één hiervan. Aan het eind van een bewerking stopt de machine automatisch door een

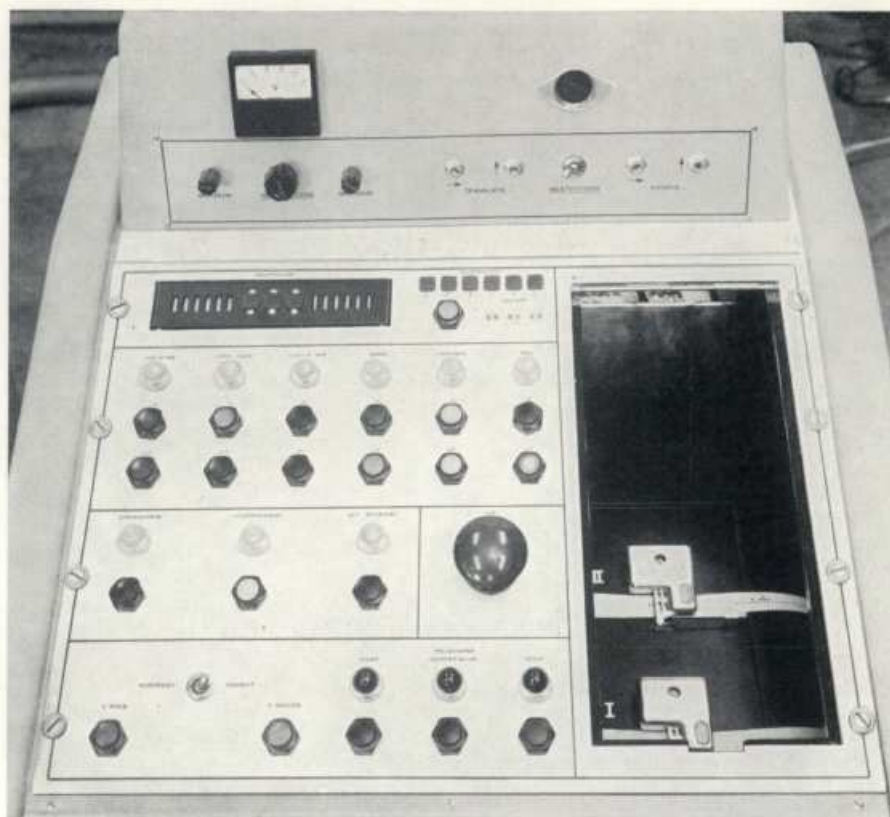


Fig. 12. Het bedieningspaneel van de freesbank, met rechts de ponsbandlezers.

stopopdracht die op de band staat. De bewerking kan echter ook worden onderbroken met de stopschakelaar rechts onder op het paneel. De frees wordt dan uit het werkstuk teruggetrokken en de slede loopt terug naar zijn beginstand. Voor noodgevallen bevindt zich op het paneel nog een grote rode knop „uit”, waarmee alle onderdelen van de apparatuur tegelijk worden uitgeschakeld.

Op het opstaande gedeelte van het paneel bevinden zich nog enige instrumenten, die worden gebruikt voor het testen van de machine, nl. een meter die de regelstroom naar de regelschuif van de stapmotor aangeeft, en rechts hiervan een kleine oscilloscoop waarmee de signalen van enkele meet-systemen kunnen worden bekeken. Zo nodig kunnen deze met potentiometers worden bijgesteld.

Aanhangsel: Een verbeterd interpolatiesysteem

In dit aanhangsel wordt de wiskundige achtergrond gegeven van een verbeterd interpolatiesysteem, waarbij de berekening van de gegevens die de ponsband moet bevatten, sterk is vereenvoudigd en waarbij minder ponsbandlengte nodig is.

Het interpoleren volgens de numerieke analyse

Van een functie $Z = f(\varphi)$ zijn in een aantal equidistante punten φ_k de functiewaarden Z_k gegeven. Om in de intervallen tussen deze punten de functiewaarden door interpoleren te bepalen, wordt een tabel van de zg. centrale differenties opgesteld:

φ_k	Z_k	$\delta_{k+1/2}$	δ^2_k	$\delta^3_{k+1/2}$	δ^4_k
φ_0	Z_0				
φ_1	Z_1	$\delta_{1/2}$	δ^2_1		
φ_2	Z_2	$\delta_{3/2}$	δ^2_2	$\delta^3_{3/2}$	
φ_3	Z_3	$\delta_{5/2}$	δ^2_3	$\delta^3_{5/2}$	δ^4_2
φ_4	Z_4	$\delta_{7/2}$			

Deze differenties worden als volgt berekend:

$$\left. \begin{aligned} \text{de 1e differentie: } \delta_{k+1/2} &= Z_{k+1} - Z_k, \\ \text{de 2e differentie: } \delta^2_k &= \delta_{k+1/2} - \delta_{k-1/2}, \\ \text{de 3e differentie: } \delta^3_{k+1/2} &= \delta^2_{k+1} - \delta^2_k, \\ \text{de 4e differentie: } \delta^4_k &= \delta^3_{k+1/2} - \delta^3_{k-1/2}. \end{aligned} \right\} \dots \dots (3)$$

De functiewaarden zijn afgerond op gehele meeteenheden van Z en worden in deze eenheid uitgedrukt; Z_k en de differenties zijn dus gehele getallen.

Voor het interpoleren van tussenliggende waarden zijn verschillende formules beschikbaar die gebruik maken van de bovenstaande differenties. We gebruiken hier de formule van Bessel ²⁾ en vermelden deze zonder bewijs:

$$Z_{k+p} = Z_k + p\delta_{k+1/2} + \frac{1}{2}p(p-1)(\delta^2_k + \delta^2_{k+1}) + \frac{p(p-\frac{1}{2})(p-1)}{6}\delta^3_{k+1/2} + \frac{p(p+1)(p-1)(p-2)}{48}(\delta^4_k + \delta^4_{k+1}) + \dots \dots \dots (4)$$

Hierin is $p = (\varphi - \varphi_k) / (\varphi_{k+1} - \varphi_k)$, en Z_{k+p} is de geïnterpoleerde waarde in het interval tussen φ_k en φ_{k+1} . Tijdens het interpoleren van een serie waarden tussen φ_k en φ_{k+1} loopt p dus van 0 tot 1.

We moeten nu bepalen, hoeveel termen van deze formule in de berekening moeten worden betrokken opdat de vereiste nauwkeurigheid wordt bereikt. De functiewaarden Z_k zullen in het algemeen bepaald zijn uit een in analytische vorm gegeven functie. Bij het afronden is dus een maximale fout van $\frac{1}{2}$ eenheid gemaakt. De fout die door het afbreken van de formule mag ontstaan, stellen we nu ook maximaal $\frac{1}{2}$ eenheid, zodat de totale fout maximaal 1 eenheid bedraagt.

Bij lineaire interpolatie wordt de formule van Bessel afgebroken na de tweede term, zodat hij de vorm krijgt:

$$Z_{k+p} = Z_k + p\delta_{k+1/2} \dots \dots \dots (5)$$

Met de voorwaarde dat de restterm hoogstens $\frac{1}{2}$ mag zijn, kan uit (4) worden afgeleid dat lineaire interpolatie is toegestaan als de 2e differenties ≤ 4 . De grootte van de differenties wordt bepaald door de lengte van het interval; een groter interval geeft grotere differenties. Aangezien men ernaar streeft de intervallen zo groot mogelijk te maken (minder informatie op de ponsband nodig), moet men de intervallengte bij lineaire interpolatie dus zo kiezen dat de 2e differentie juist kleiner dan 4 blijft.

²⁾ Zie b.v. D. R. Hartree, Numerical analysis, 2e druk, Oxford University Press, Londen 1958, blz. 67.

Bij kwadratische interpolatie wordt de formule van Bessel afgebroken na de derde term. De formule krijgt nu de volgende vorm:

$$Z_{k+p} = Z_k + p\delta_{k+1/2} + \frac{1}{2}p(p-1)(\delta^2_k + \delta^2_{k+1}) \dots \dots (6)$$

Dit betekent dat de functie in het interval wordt benaderd door een parabool. De restterm moet weer kleiner zijn dan $\frac{1}{2}$, waaruit in dit geval volgt dat de 3e differenties kleiner moeten zijn dan 62. Het is duidelijk dat hierbij een veel grotere intervallengte mogelijk is dan bij lineaire interpolatie.

We zullen deze theorie nu toepassen op de interpolatiesystemen die in dit artikel zijn beschreven. De werking van de interpolator blijft hierbij hetzelfde. Er zal echter blijken dat de correctietermen nu op een zeer eenvoudige wijze exact kunnen worden berekend en dat bij kwadratische en samengestelde interpolatie minder gegevens op de ponsband nodig zijn dan bij de methode die in dit artikel is beschreven.

Lineaire interpolatie

Volgens de formule van Bessel is bij lineaire interpolatie in het interval tussen Z_k en Z_{k+1} (verg. 5):

$$Z_{k+p} = Z_k + p\delta_{k+1/2}.$$

Als in een interval van N hoekeenheden m punten worden geïnterpoleerd, is $p = m/N$. De vergelijking die in het artikel is gebruikt (verg. 1), heeft in dit interval de vorm:

$$Z_m = Z_k + m\Delta Z_k.$$

Stellen we deze twee vergelijkingen identiek, dan volgt hieruit:

$$\Delta Z_k = \frac{1}{N} \delta_{k+1/2}.$$

Voor het interval tussen Z_{k+1} en Z_{k+2} berekenen we op dezelfde wijze:

$$\Delta Z_{k+1} = \frac{1}{N} \delta_{k+3/2}.$$

De correctieterm die aan de intervalgrens bij ΔZ_k moet worden opgeteld, is dus:

$$\Delta Z_0 = \frac{1}{N} (\delta_{k+3/2} - \delta_{k+1/2}) = \frac{1}{N} \delta^2_{k+1} \dots \dots (7)$$

Nadat de functie is getabelleerd op de wijze die aan het begin van dit aanhangsel is getoond, kunnen de correctietermen dus direct worden afgelezen.

Kwadratische interpolatie

De formule van Bessel heeft bij kwadratische interpolatie de vorm van verg. (6), waarbij weer $p = m/N$. In het artikel was de formule hiervoor (verg. 2):

$$Z_m = Z_k + m\Delta Z_k + \frac{1}{2}m(m+1)\Delta^2 Z_k.$$

Stellen we deze formule identiek met (6), dan volgt hieruit:

$$\Delta Z_k = \frac{1}{N} \delta_{k+1/2} - \frac{N+1}{4N^2} (\delta^2_k + \delta^2_{k+1}), \dots \dots (8)$$

$$\Delta^2 Z_k = \frac{1}{2N^2} (\delta^2_k + \delta^2_{k+1}), \dots \dots \dots (9)$$

De inhoud van het $\Delta^2 Z$ -register is in het gehele interval constant, de inhoud van het ΔZ -register neemt tijdens het inter-

poleren toe. Aan het eind van het interval bevat het ΔZ -register:

$$\Delta Z_k + N\Delta^2 Z_k = \frac{1}{N} \delta_{k+1/2} + \frac{N-1}{4N^2} (\delta_{k+1}^2 + \delta_{k+2}^2).$$

Het $\Delta^2 Z$ -register bevat nog steeds $\Delta^2 Z_k$ (verg. 9).

Aan het begin van het volgende interval moeten deze waarden zijn:

$$\Delta Z_{k+1} = \frac{1}{N} \delta_{k+3/2} - \frac{N+1}{4N^2} (\delta_{k+1}^2 + \delta_{k+2}^2), \quad \dots \quad (10)$$

$$\Delta^2 Z_{k+1} = \frac{1}{2N^2} (\delta_{k+1}^2 + \delta_{k+2}^2). \quad \dots \quad (11)$$

De correctietermen krijgen nu de volgende vorm:

$$\Delta Z_c = -\frac{1}{2} \Delta^2 Z_c - \frac{1}{4N^2} \delta_{k+1}^2, \quad \dots \quad (12)$$

$$\Delta^2 Z_c = \frac{1}{2N^2} (\delta_{k+2}^2 - \delta_{k+1}^2). \quad \dots \quad (13)$$

Deze twee getallen zouden dus aan de intervalgrens op ponsband moeten worden toegevoerd. Er is echter een eenvoudiger methode. Daartoe schrijven we met behulp van verg. (3) $\Delta^2 Z_c$ in een andere gedaante, nl.:

$$\Delta^2 Z_c = \frac{1}{2N^2} (2\delta_{k+1/2}^2 + \delta_{k+1}^2). \quad \dots \quad (14)$$

We kunnen nu aan de intervalgrens volstaan met het toevoeren van δ_{k+1}^2 , mits we ervoor zorgen dat de term $\delta_{k+1/2}^2$ bekend is en in de interpolator is bewaard. Hiervoor is een speciaal geheugenregister aanwezig. De 3e differentie, die voor het volgende interval nodig is, kan met behulp van de toegevoerde 4e differentie als volgt worden berekend (verg. 3):

$$\delta_{k+3/2}^3 = \delta_{k+1/2}^3 + \delta_{k+1}^4, \quad \dots \quad (15)$$

en wordt daarna in het geheugen geplaatst.

Voor de samengestelde interpolatie zoals die in het artikel is beschreven, geldt een soortgelijke afleiding, die tot dezelfde methode voor het berekenen van ΔZ_c en $\Delta^2 Z_c$ leidt.

Bij dit systeem moet de interpolator aan de intervalgrens drie optellingen meer uitvoeren dan bij het systeem dat in het artikel is beschreven; bovendien is er een geheugenregister extra nodig. Deze nadelen wegen echter niet op tegen de grote voordelen, nl. een aanzienlijk kortere ponsband en een grote vereenvoudiging van het rekenwerk van de rekenmachine die de ponsband maakt. Bij het oude systeem was, zoals op blz. 302 is vermeld, per interval ongeveer 2,2 regel ponsband nodig. Bij de hier beschreven methode heeft per

interval slechts één getal te worden toegevoerd, dat op één regel van de ponsband kan worden geplaatst, zodat de besparing in ponsbandlengte meer dan een factor 2 bedraagt. De rekenmachine behoeft nu alleen maar de differenties uit de tabel op blz. 310 te berekenen, terwijl hij bij het oude systeem voor elk interval enige parabolen moest berekenen en daaruit nog een keuze moest maken. Dit vereiste uiteraard een veel ingewikkelder programma.

Samenvatting. Het commando-orgaan van de freesbank moet telkens als de draaitafel een hoekenheid is gedraaid, bepalen of de slede waarop de frees is gemonteerd, moet worden verplaatst. Dit gebeurt door vergelijken van de bereikte stand en de voorgeschreven (op ponsband toegevoerde) stand. Is de afwijking groter dan één eenheid, dan moet het orgaan een commando-impuls leveren aan de stapmotor. Ter vermindering van de nodige hoeveelheid ponsband wordt interpolatie toegepast. Na een uiteenzetting van het gebruikte binaire talstelsel (negatieve getallen met de methode van het twee-complement) wordt eerst een overzicht gegeven van enkele interpolatiemethodes. Daarna wordt de samengestelde interpolatie besproken die hier wordt toegepast. De baan $Z = f(\varphi)$ die de frees bij de continue rotatie van de draaitafel moet beschrijven, wordt hierbij verdeeld in intervallen van 256 hoeken-eenheden. De functiewaarden op de intervalgrenzen worden afgerond op gehele eenheden. In elk interval worden 15 punten kwadratisch geïnterpoleerd, en in elk van de aldus ontstane kleine intervallen weer 15 punten lineair. Per interval behoeven slechts twee getallen te worden gegeven, nl. ΔZ , dat de helling aan het begin van het interval aangeeft, en $\Delta^2 Z$, dat de kromming aangeeft. (In werkelijkheid kan het nog eenvoudiger, waarop in een Aanhangsel wordt ingegaan.) Voor het uitvoeren van deze interpolatie bevat de interpolator drie registers. Aan het begin van een interval worden in het ΔZ - en het $\Delta^2 Z$ -register de getallen ΔZ en $\Delta^2 Z$ geplaatst. Aan het eind van een interval worden twee getallen ΔZ_c en $\Delta^2 Z_c$ bij die in de ΔZ - en $\Delta^2 Z$ -registers opgeteld, waarna deze de waarden voor het volgende interval bevatten. Deze getallen zijn van te voren berekend door een elektronische rekenmachine, die de waarden zo kiest dat de afwijking van de juiste functiewaarde tijdens het interpoleren nergens groter wordt dan één eenheid van Z . Het interpoleren gebeurt door optelling in schuifregisters, hetgeen wordt bestuurd door klokimpulsen met een frequentie van 150 kHz. Een stuursysteem zorgt ervoor dat de optellingen in de goede volgorde worden uitgevoerd. Dit gebeurt door tussenkomst van twee tellers, nl. een 6-bits-microprogrammateller P en een 8-bits-intervalteller Q . Beide tellers zijn verbonden met logischakelingen die bij bepaalde standen van de teller stuurspanningen leveren en poortschakelingen openen of sluiten. Aan het slot van het artikel worden nog enige elektronische details behandeld en wordt de bediening van de freesbank besproken.

III. DE HYDRAULISCHE SERVOMOTOR

door T. J. VIERSMA *).

621-526

Voor het besturen van bewegingen van machinedelen wordt veelal gebruik gemaakt van hydraulische servomotoren. Dit is ook het geval bij de numeriek bestuurd contourfreesbank die in de delen I en II

van dit artikel is beschreven. Om de werking van zo'n motor toe te lichten, kiezen wij als voorbeeld een ander gereedschapswerktuig, en wel een kopieerdraaibank, omdat daaraan het stuurmechanisme gemakkelijker is uit te leggen. Fig. 1 geeft de dwarsdoorsnede van een kopieerdraaibank. Het

*) Philips' Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven.

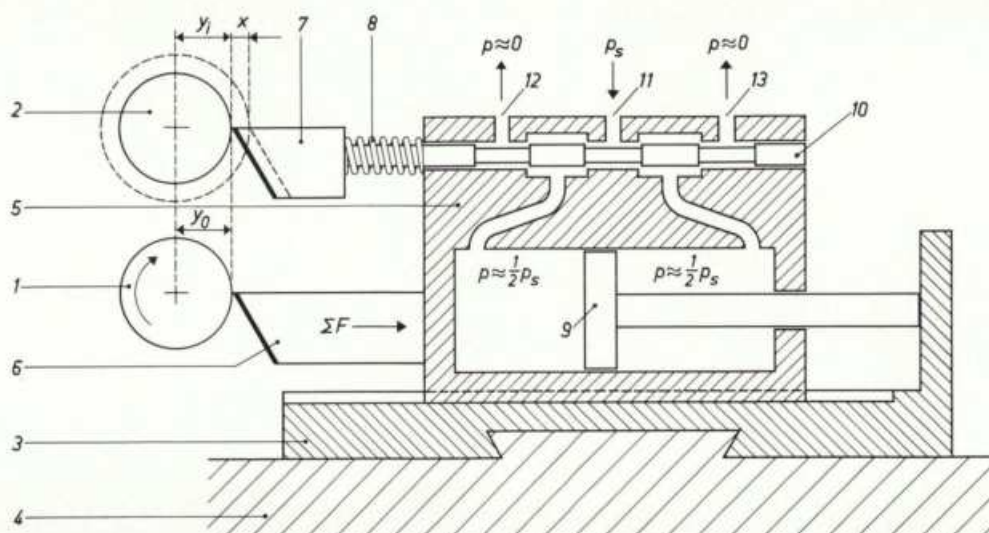


Fig. 1. Dwarsdoorsnede van een kopieerdraaibank met hydraulische servomotor. 1 draaiend werkstuk, dat een kopie van de mal 2 moet worden. 3 support. 4 bed. 5 dwarsslee (tevens de servomotor). 6 beitels, vast verbonden met de dwarsslee. 7 taster, door veer 8 tegen de mal gedrukt. 9 zuiger, door een zuigerstang verbonden met het support. 10 regelschuif, één geheel met de aftaststift. 11 olietoevoer onder constante druk p_s . 12, 13 olie-afvoer. In de onbelaste evenwichtsstand is, zoals getekend, $y_1 = y_0$. Bij verbroken evenwicht (gestippelde mal 2) is y_1 b.v. groter dan y_0 geworden en gaat de aftaststift over een afstand $x = y_1 - y_0$ naar rechts.

draaiende werkstuk 1 moet een nauwkeurige kopie van de mal 2 worden. Terwijl het support 3 eenparig over het bed 4 van de draaibank beweegt, neemt het een dwarsslee 5 mee, waaraan de beitels 6 is bevestigd. Een taster 7, die door een veer 8 tegen de mal wordt gedrukt, tast de mal af. Het is de taak van de servomotor, ervoor te zorgen dat de beitels de transversale bewegingen van de stift precies volgt. De nauwkeurigheid waarmee dit gebeurt, is een van de belangrijkste factoren die de nauwkeurigheid van het kopiëren bepalen.

De servomotor bestaat uit een met olie gevulde cilinder (die één geheel met de dwarsslee vormt), een zuiger 9 en een regelschuif 10. De zuigerstang is vast verbonden met het support. De regelschuif vormt één geheel met de taster en beweegt dus wanneer de mal wordt afgetast. De beide delen waarin de zuiger de cilinder verdeelt, staan in verbinding met de olietoevoerleiding 11, waarin een pomp een constante druk onderhoudt, en beide hebben een olieafvoer (12, 13). Wanneer de schuif in de middenstand staat, zijn bij elk der compartimenten de toe- en de afvoeropeningen („poorten”) even groot. Ook de volumestromen zijn dan even groot, zodat de zuiger en de cilinder niet ten opzichte van elkaar bewegen. Verplaatst de schuif zich ten opzichte van de middenstand naar rechts, dan wordt de toevoeropening naar het linker cilindercompartiment verkleind en de afvoeropening vergroot, en bij het rechtercompartiment gebeurt het omgekeerde. Er wordt dus aan het linkercompartiment minder olie toegevoerd

terwijl er meer olie uit wordt afgevoerd, en tegelijk geldt voor het andere compartiment het tegenovergestelde. Het gevolg is dat de cilinder (en daarmee de gehele dwarsslee) naar rechts beweegt, totdat de (stilstaande) schuif ten opzichte van de (bewegende) cilinder weer in de middenstand is teruggekeerd. Hiermee is verklaard dat de beitels de transversale bewegingen van de taster kan volgen.

De in fig. 1 getekende servomotor heeft vier bestuurd poorten, die de oliestromen regelen. Er bestaan ook andere typen, met twee en met één bestuurd poort. Deze zijn geschetst in fig. 2a resp. b. Welk van de drie typen men kiest, hangt grotendeels af van constructieve overwegingen. Voor onze numeriek bestuurd freesbank gebruiken wij een speciale versie van het type met één bestuurd (en één onbestuurd) poort (fig. 2b). De belangrijkste eigenschappen van hydraulische servomotoren¹⁾ leiden wij hier eenvoudigheidshalve af voor het type met twee bestuurd poorten (fig. 2a); de drie typen zijn onderling zo nauw verwant dat de beschouwingen nagenoeg ongewijzigd ook van toepassing zijn op de beide andere typen.

Hydraulisch volgsysteem

In het geval van de kopieerdraaibank heeft de servomotor tot taak, de beitels (verplaatsing y_0) de

¹⁾ Uitvoeriger behandeld in: T. J. Viersma, Investigations into the accuracy of hydraulic servomotors, proefschrift Delft 1961. Dit proefschrift is ook verschenen in Philips Res. Repts. 16, 507-597, 1961 (no. 6) en 17, 20-78, 1962 (no. 1).

variërende verplaatsing y_i van de aftaststift voortdurend zo nauwkeurig mogelijk te laten volgen (volgsysteem). Het verschil x tussen deze twee verplaatsingen:

$$x = y_i - y_o, \quad \dots \quad (1)$$

is blijkens fig. 1 gelijk aan de afwijking van de regelschuif uit zijn middenstand. In fig. 3 is schematisch aangegeven, hoe door middel van tegenkoppeling het verschil x wordt gevormd. Men kan y_i opvatten als het referentie-, x als het ingangs- en y_o als het uitgangssignaal van de servomotor, die zich in een gesloten keten bevindt.

De dwarsslee is onderworpen aan verschillende krachten, in de eerste plaats aan de reactiekracht van het werkstuk op de beitel. Deze kracht vormt voor de dwarsslee een uitwendige belasting. Andere krachten die de dwarsslee belasten, zijn de traagheidskrachten, veroorzaakt door versnellingen of vertragingen van de massa, en de wrijvingskrachten, o.a. tussen zuiger en cilinder. Samen vormen deze krachten de totale belasting ΣF van de dwarsslee.

Voorlopig zullen wij de belasting van de dwarsslee geheel verwaarlozen. In dat geval bestaat er met goede benadering een lineair verband tussen de regelfout x en de snelheid $\dot{y}_o$ waarmee de cilinder zich ten opzichte van de zuiger verplaatst:

$$\dot{y}_o = \frac{1}{\tau_v} x, \quad \dots \quad (2)$$

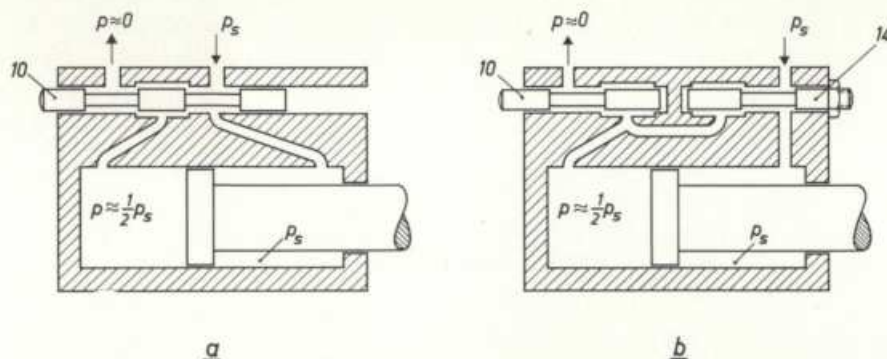


Fig. 2. Behalve het in fig. 1 afgebeelde type hydraulische servomotor met vier bestuorde poorten bestaan er nog twee andere typen: a) met twee bestuorde poorten, en b) met één bestuorde en één onbestuorde poort. Bij het laatstgenoemde type wordt alleen met de schuif 10 geregeld en is de schuif 14 vastgezet.

Zowel voor het type met twee als voor dat met één bestuorde poort geldt dat in het cilindercompartiment waarin zich de zuigerstang bevindt, de volle pompdruk p_s heerst, en in het andere compartiment bij nullast ($\Sigma F = 0$) de halve pompdruk, $\frac{1}{2}p_s$. Voor het evenwicht van krachten is het dus noodzakelijk dat de zuigeroppervlakte aan de zijde van de zuigerstang half zo groot is als de oppervlakte van de andere zijde, dus dat de diameter van de zuigerstang $\frac{1}{2}$ maal de diameter van de cilinder is. Deze bijzonder dikke zuigerstang is dan ook een kenmerk van de servomotoren met twee en met één bestuorde poort. (Bij servomotoren met vier bestuorde poorten — zie fig. 1 — heerst bij nullast aan beide zijden van de zuiger de druk $\frac{1}{2}p_s$. Maakt men de zuigerstang dun, dan bestaat er dus reeds nagenoeg evenwicht van krachten; het kleine verschil kan gemakkelijk worden gecompenseerd door de regelschuif in de rusttoestand een kleine, vaste verplaatsing uit de middenstand te geven.)

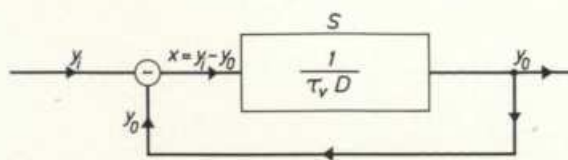


Fig. 3. Servomotor S als integrerend regelsysteem. De integrerende werking is aangeduid door het symbool $1/\tau_v D$, waarin D de differentiaaloperator is. y_i is het referentiesignaal, y_o het uitgangssignaal, en $x = y_i - y_o$ het ingangssignaal (tegenkoppeling 1:1). In het geval van fig. 1 is y_i de verplaatsing van de taster, y_o de verplaatsing van de beitel, en x de verplaatsing van de regelschuif uit de middenstand.

dus

$$y_o = \frac{1}{\tau_v} \int x dt.$$

Uit deze laatste vergelijking blijkt dat de onbelaste servomotor werkt als integrator. De grootte τ_v , die de dimensie van een tijd heeft, noemen wij de integratorconstante (in de Amerikaanse vakliteratuur bekend als „velocity time-constant”).

Uit de regeltheorie is bekend dat een integrerend regelsysteem in het statische geval (referentiesignaal y_i constant) de fout x exact tot nul terugbrengt. Wanneer echter, zoals bij de kopieerdraai-bank, y_i fluctueert, is x niet nul. De kromme lijn in fig. 4 (waarvan beide schalen logaritmisch zijn) geeft voor sinusvormig variërende y_i het verloop van de amplitudeverhouding $|y_o/y_i|$ als functie van $\omega\tau_v$ weer, waarin ω de hoekfrequentie van y_i is. Zoals in het onderschrift van fig. 4 is toegelicht, nadert de kromme bij lage frequenties tot de horizontale rechte $|y_o/y_i| = 1$, en bij hoge frequenties tot de schuine

rechte $|y_o/x| = 1/\omega\tau_v$. Deze rechten snijden elkaar bij $\omega\tau_v = 1$. Men ziet uit de figuur dat $|y_o/y_i|$ weinig van 1 afwijkt zolang ω kleiner is dan $1/\tau_v$, maar bij hogere frequenties snel afneemt. $1/\tau_v$ wordt de bandbreedte (ω_b) van het regelsysteem genoemd. Voor $\omega \gg \omega_b$ geldt bij benadering: $x = \tau_v \dot{y}_o$, waaruit blijkt dat de besturingsfout (regelfout) dan evenredig is met de momentele snelheid; $\tau_v \dot{y}_o$ wordt wel de snelheidsfout genoemd. Bij ω groter dan ω_b is het regelsysteem niet meer in staat, het variërende referentiesignaal behoorlijk te volgen. Wenst men dat

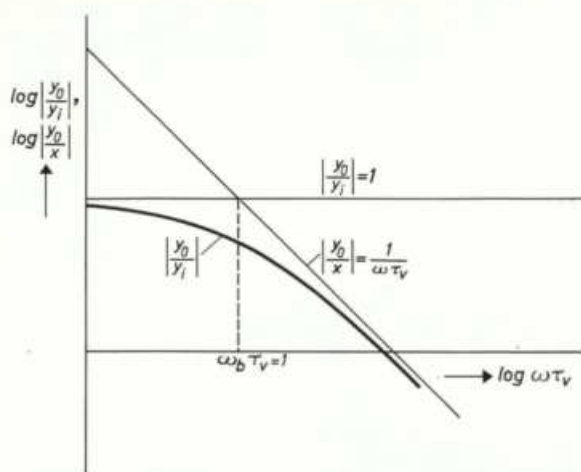


Fig. 4. Voor het regelsysteem van fig. 3 geeft de kromme lijn $|y_0/y_i|$ als functie van $\omega\tau_v$, met beide schalen logaritmisch. Voor lage frequenties nadert de kromme tot de horizontale rechte $|y_0/y_i| = 1$, voor hoge frequenties tot de schuine rechte $|y_0/y_i| = 1/\omega\tau_v$. De rechten snijden elkaar bij $\omega = \omega_b = 1/\tau_v$; ω_b is de bandbreedte.

het ook snelle veranderingen nog goed volgt, dan is derhalve een grote bandbreedte noodzakelijk, met andere woorden: de integratoreconstante τ_v moet klein zijn. Deze conclusie is ook nog geldig als de belasting van de dwarslee niet verwaarloosd wordt.

In plaats van de verschijnselen te beschouwen als functie van de frequentie, kunnen we ook nagaan, hoe het systeem reageert op een sprong in het referentiesignaal y_i . Daartoe zijn in fig. 5 de grootte y_i en y_0 uitgezet als functie van de tijd t . Men ziet dat pas na een tijdsverloop $t \approx \tau_v$ het uitgangssignaal enigszins bij de nieuwe waarde van het referentiesignaal begint aan te sluiten. Dit gebeurt dus des te sneller naarmate τ_v kleiner is.

Uit het bovenstaande blijkt dat het in alle opzichten wenselijk is, de integratoreconstante τ_v zo klein mogelijk te maken. Immers, dan wordt de snelheidsfout $\tau_v \dot{y}_0$ zo klein mogelijk, de bandbreedte

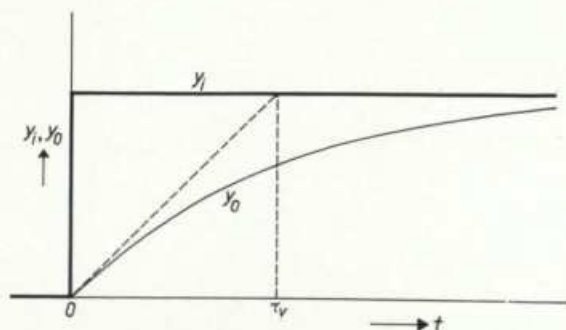


Fig. 5. Verandert bij het regelsysteem van fig. 3 het referentiesignaal y_i sprongsgewijs, dan verloopt het uitgangssignaal y_0 op de aangegeven wijze. Pas na een tijd τ_v sluit y_0 enigszins bij de nieuwe waarde van y_i aan.

zo groot mogelijk en de responsie op een sprongfunctie het gunstigst. Met de vraag, welke maatregelen men kan nemen om τ_v te verkleinen, zullen wij ons aanstonds bezighouden.

Op de grootte van de regelfout x is niet alleen van invloed de snelheid waarmee de cilinder zich verplaatst, maar ook de (zoëven verwaarloosde) totale belasting ΣF van de dwarslee. De grootte die de invloed van ΣF op x bepaalt, is de hydraulische stijfheid c , gedefinieerd door

$$c = \frac{\partial \Sigma F}{\partial y_0} = - \frac{\partial \Sigma F}{\partial x}.$$

Daar het servosysteem met goede benadering lineair is, mag men hiervoor schrijven:

$$c = - \frac{\Sigma F}{x}. \quad (3)$$

De totale regelfout volgt uit de superpositie van de fouten volgens (2) en (3):

$$x = \tau_v \dot{y}_0 - \frac{\Sigma F}{c}. \quad (4)$$

ΣF is, zoals gezegd, de som van de uitwendige kracht (F_e), de traagheidskracht ($m\ddot{y}_0$) en de wrijvingskracht (F_f). Laten we de traagheids- en de wrijvingskracht even buiten beschouwing, dan toont de grafische voorstelling van verg. (4) ($\dot{y}_0$ als functie van x , met F_e als parameter) het beeld van fig. 6a. De aanwezigheid van zg. droge of coulombwrijving (F_f) veroorzaakt echter een complicatie. Deze wrijving heeft namelijk de eigenschap, in absolute waarde onafhankelijk van de snelheid v te zijn waarmee de oppervlakken over elkaar glijden, maar van teken te wisselen wanneer v van richting omkeert (fig. 7). Telkens wanneer $\dot{y}_0$ van richting omkeert, verandert ΣF dus sprongsgewijs met een constant bedrag ter grootte van twee maal de wrijvingskracht F_f , zodat x een sprong $2F_f/c$ maakt. Als we de droge wrijving in aanmerking nemen, gaat fig. 6a dus over in fig. 6b. De lijnen in deze figuur vertonen dode zones, waarin $\dot{y}_0$ niet van x afhangt. Uit het oogpunt van regeltechniek zijn dode zones natuurlijk bijzonder ongunstig, daar binnen deze zones verplaatsing van de regelschuif geen enkel effect op de beweging van de dwarslee heeft.

Om een indruk te krijgen van de grootte der dode zone bij moderne kopieerdraaibanken, hebben wij metingen gedaan aan een twaalfstal van deze machines die op de Techni-Show 1958 te Utrecht waren tentoongesteld. De gemeten waarde bleek bij de meeste te liggen tussen 15 en 20 μm . Dit betekent

dat men bij het kopiëren van een cilindrische mal op deze machines variaties in de diameter van gemiddeld ca. $35 \mu\text{m}$ kan verwachten! In het onderstaande zal beschreven worden hoe door toepassing van zg. belastingcompensatie de dode zone bij onze freesbank is teruggebracht tot ca. $0,25 \mu\text{m}$.

Samenvattend kunnen we dus concluderen dat voor een grote regelnauwkeurigheid de servomotor snel moet reageren (integratorconstante τ_v klein) en de dode zone smal moet zijn, d.w.z. de wrijving gering en/of de hydraulische stijfheid groot. In de volgende hoofdstukken zullen wij nagaan, hoe aan deze eisen kan worden voldaan.

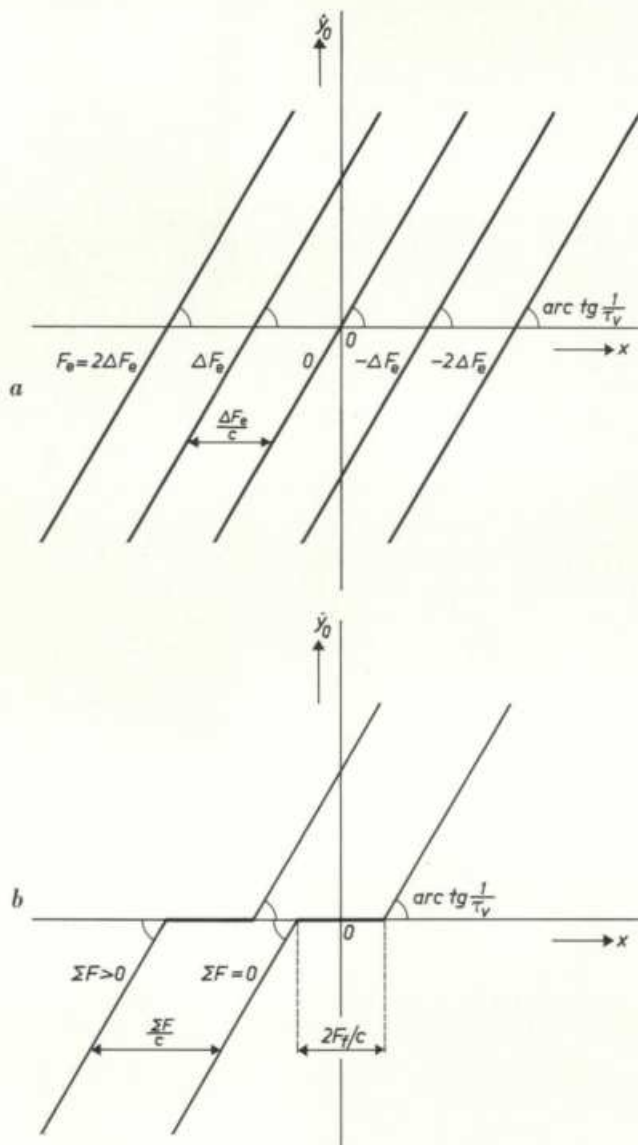


Fig. 6. a) De snelheid $\dot{y}_0$ van de door een hydraulische servomotor geleverde verplaatsing, als functie van het ingangssignaal x en met de uitwendige kracht F_e als parameter, als de traagheidskracht en de wrijvingskracht verwaarloosd worden. F_e neemt van links naar rechts met gelijke stappen ΔF_e af. b) Hetzelfde met inachtneming van de (droge of coulomb-) wrijving F_f . Doordat F_f van teken wisselt wanneer de snelheid van richting omkeert (zie fig. 7), ontstaan dode zones ter breedte $2F_f/c$ die ongunstig zijn.

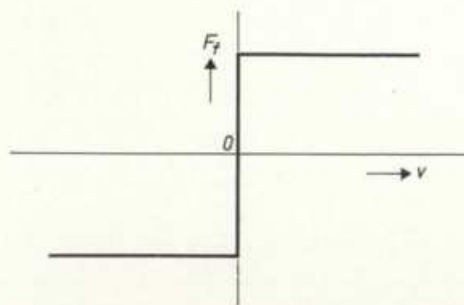


Fig. 7. Gedrag van droge of coulombwrijving. De wrijvingskracht F_f is in absolute waarde onafhankelijk van de snelheid v waarmee de oppervlakken over elkaar glijden, maar wisselt van teken wanneer v van richting omkeert.

Grote gevoeligheid door turbulente stroming van de olie

De grootte van de integratorconstante τ_v zullen wij afleiden met behulp van fig. 8, waarin een hydraulische servomotor met twee bestuorde poorten is geschetst.

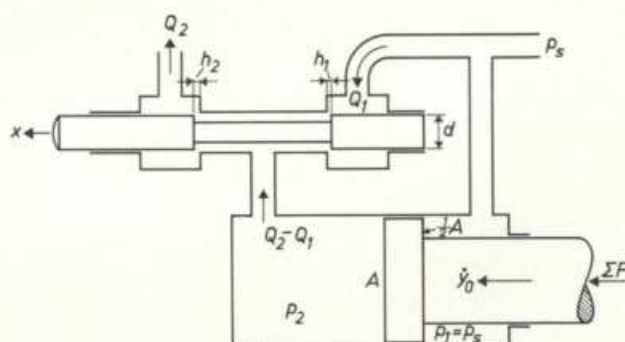


Fig. 8. Hydraulische servomotor met twee bestuorde poorten, met wijden h_1 en h_2 . Per seconde stroomt door de ene poort de hoeveelheid olie Q_1 toe en door de andere poort Q_2 weg, zodat de hoeveelheid olie in het compartiment links van de zuiger per seconde met $Q_2 - Q_1$ afneemt. In het rechtercompartiment heerst de volle pompdruk p_s , in het andere compartiment een druk p_2 die bij nullast ($\Sigma F = 0$) gelijk aan $\frac{1}{2}p_s$ is (vandaar de dikke zuigerstang; zie onderschrift van fig. 2).

Duiden we met Q_1 en Q_2 de hoeveelheden olie aan die per seconde door poort 1 toe- resp. door poort 2 afvloeien, dan is $Q_2 - Q_1$ de hoeveelheid olie die per seconde uit het linker cilindercompartiment verdwijnt. Is de oppervlakte van de zuiger A , dan geldt dus voor de snelheid $\dot{y}_0$:

$$\dot{y}_0 = \frac{Q_2 - Q_1}{A} \quad (5)$$

Uit verg. (2) volgt: $\tau_v = x/\dot{y}_0$, of, in het algemenere geval dat niet-lineariteit in aanmerking genomen wordt: $\tau_v = \partial x / \partial \dot{y}_0$. Dit laatste levert in combinatie met (5):

$$\tau_v = \frac{A}{\frac{\partial Q_2}{\partial x} - \frac{\partial Q_1}{\partial x}} \quad (6)$$

De poorten bestaan ieder uit een ringvormige spleet met omtrek πd (zie fig. 8) en axiale breedte h_1 resp. h_2 . Als de olie met een snelheid v_1 resp. v_2 door de poorten stroomt, is dus

$$Q_1 = \pi d h_1 v_1 \quad \text{en} \quad Q_2 = \pi d h_2 v_2.$$

De stroming van de olie kan turbulent of laminair zijn. Turbulente stroming heeft de eigenschap dat de snelheid v van de olie onafhankelijk van de grootte der poortopening is, terwijl bij laminaire stroming evenredigheid tussen v en de grootte van de poortopening bestaat.

Onderstellen we turbulente stroming, met een snelheid v_0 , dan geldt voor de onbelaste toestand van de servomotor ($\Sigma F = 0$):

$$Q_1 = \pi d h_1 v_1 = \pi d (h_0 - x) v_0$$

en

$$Q_2 = \pi d h_2 v_2 = \pi d (h_0 + x) v_0,$$

als h_0 de poortbreedte is wanneer de regelschuif in de middenstand staat, en x de afwijking uit de middenstand. Door substitutie van Q_1 en Q_2 in (6) vinden we:

$$\tau_v = \frac{A}{2\pi d v_0} \dots \dots \dots (7a)$$

Bij laminaire stroming zijn v_1 en v_2 evenredig met $h_0 - x$ resp. $h_0 + x$. Stellen we $v_1 = v_2 = v_0$ bij $x = 0$, dan volgt uit de substitutie van Q_1 en Q_2 in (6):

$$\tau_v = \frac{A}{4\pi d v_0} \dots \dots \dots (7b)$$

Dezelfde uitkomsten gelden voor servomotoren met vier bestuurd poorten, mits de constructie symmetrisch is. Bij servomotoren met één bestuurd en één onbestuurd poort echter heeft deze laatste een constante breedte en is dus of $\partial Q_1 / \partial x$ of $\partial Q_2 / \partial x$ nul; τ_v is hier derhalve twee maal zo groot als bij servomotoren van de beide andere typen.

Samenvattend komen wij tot dit resultaat:

$$\tau_v = a \frac{A}{\pi d v_0}, \quad \dots \dots \dots (8)$$

waarin de factor a als volgt afhangt van de aard der stroming en van het type servomotor:

Servomotor met	Stroming	
	turbulent	laminair
4 bestuurd poorten	$a = \frac{1}{2}$	$a = \frac{1}{4}$
2 bestuurd poorten	$a = \frac{1}{2}$	$a = \frac{1}{4}$
1 bestuurd poort	$a = 1$	$a = \frac{1}{2}$

Uit deze tabel mag men niet concluderen dat men, om τ_v zo klein mogelijk te houden, laminaire stroming zou moeten nastreven. Integendeel, want tegen het nadeel van turbulente stroming dat de factor a twee maal zo groot is, weegt ruimschoots het voordeel op dat de snelheid v_0 wel tien of meer maal zo groot kan zijn als bij laminaire stroming, en blijkens verg. (8) is τ_v omgekeerd evenredig met v_0 . Op grond hiervan wordt dus gestreefd naar turbulente stroming in de poorten.

Maatregelen ter verzekering van turbulente stroming

De geometrie van de poorten dient dus zodanig te zijn dat turbulente stroming verzekerd is. Bij gebrek aan literatuur over stroming door ringvormige poorten, zoals bij servomotoren gebruikelijk zijn, zijn wij uitgegaan van hetgeen bekend is over stroming door ronde en door spleetvormige poorten in een dunne wand (dus door een plotselinge vernauwing, onmiddellijk gevolgd door een plotselinge verwijding, zie fig. 9a en b). Voor de stromingssnelheid v in zo'n opening geldt:

$$v = a \sqrt{\frac{2 \Delta p}{\rho}}, \quad \dots \dots \dots (9)$$

waarin Δp de drukval over de opening is, ρ de dichtheid van de vloeistof, en a de zg. hydraulische coëfficiënt („discharge coefficient“). De waarde van

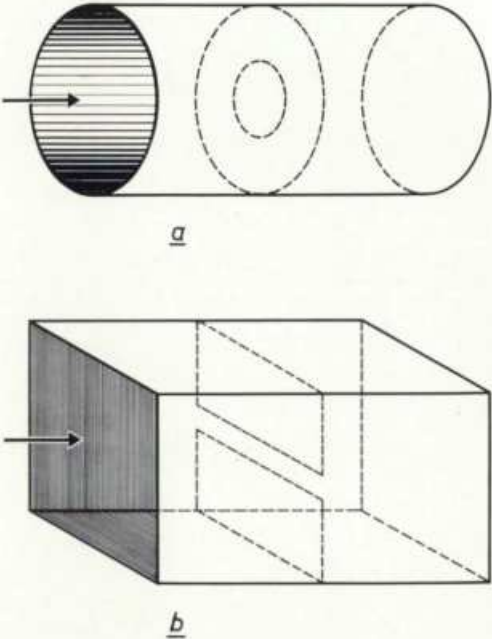


Fig. 9. Twee vormen van poorten waarvoor uit de literatuur gegevens omtrent de stroming van een erdoorheen gaande vloeistof bekend zijn. a) rond gat, b) spleet, beide in een oneindig dunne wand loodrecht op de stromingsrichting.

α hangt o.a. af van het getal van Reynolds, Re , dat steeds bij stroming van vloeistoffen een rol speelt (een formule voor Re zullen we aanstonds geven; hier zij slechts gememoreerd dat Re evenredig is met de stromingssnelheid v). Wuest heeft theoretisch afgeleid dat voor kleine waarden van Re geldt ²⁾:

$$\alpha = \delta \sqrt{Re} \quad \dots \quad (10)$$

en dat de stroming dan laminair is (reden waarom δ de laminaire stromingscoëfficiënt wordt genoemd). δ hangt af van de geometrie, in die zin dat δ kleiner is naarmate de doorsnede van de vloeistofstroom bij

en daartussenin een vloeiende overgang. De twee rechte gedeelten snijden elkaar bij een waarde van Re die we aanduiden met $\bar{Re}$ en die gegeven is door

$$\bar{Re} = \left(\frac{\alpha_0}{\delta} \right)^2 \quad \dots \quad (11)$$

Hier vindt de overgang van laminaire stroming ($Re < \bar{Re}$) naar turbulente stroming ($Re > \bar{Re}$) plaats. Uit de waarde $\delta = 0,2$ die Wuest heeft berekend voor oneindig dunne diafragma's, volgt: $\bar{Re} = (0,611/0,2)^2 \approx 9$. Experimenteel heeft Johansen ⁴⁾ gevonden: $\delta = 0,17$, $\bar{Re} = 12$. Het ge-

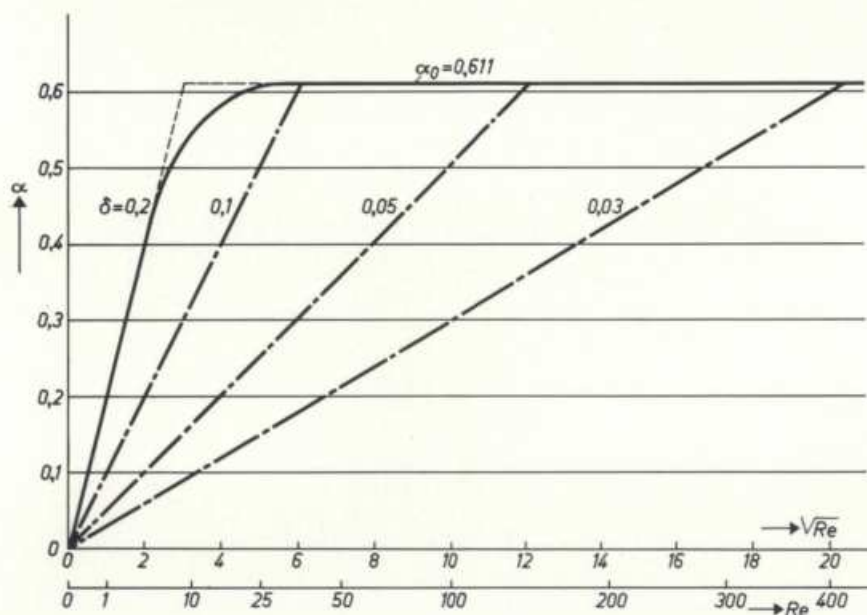


Fig. 10. De hydraulische coëfficiënt α als functie van $\sqrt{Re}$ (Re = getal van Reynolds), met de laminaire stromingscoëfficiënt δ als parameter. Voor laminaire stroming is α evenredig met $\sqrt{Re}$, voor turbulente stroming is $\alpha = \alpha_0 = 0,611$. De overgang van laminaire in turbulente stroming gebeurt bij een des te kleinere waarde van Re naarmate δ groter is. Voor de poorten van fig. 9 is $\delta = 0,2$.

het diafragma minder discontinu verandert. Voor grote waarden van Re daarentegen is α onafhankelijk van Re . Zoals Von Mises heeft afgeleid ³⁾, is α dan:

$$\alpha = \frac{\pi}{\pi + 2} = 0,611 = \alpha_0,$$

waarbij de stroming turbulent is.

Als functie van $\sqrt{Re}$ verloopt de hydraulische coëfficiënt α volgens de getrokken kromme in fig. 10. De kromme bestaat uit een recht stuk door de oorsprong volgens (10), een horizontaal stuk met $\alpha = \alpha_0$,

ring verschil tussen theorie en experiment kan verklaard worden door de eindige dikte van de diafragma's die Johansen heeft gebruikt.

De stippellijnen in fig. 10 geven het verloop van α voor enige waarden van δ die kleiner dan 0,2 zijn. Men ziet dat laminaire stroming pas bij een grotere waarde $\bar{Re}$ in turbulente stroming overgaat naarmate δ kleiner is. Dit is kwalitatief in overeenstemming met de theorie, volgens welke voor een oneindig dik diafragma $\bar{Re}$ ongeveer 2300 bedraagt.

De wijze waarop de berekeningen van Wuest experimenteel zijn bevestigd, wekt de verwachting dat de verg. (9), (10) en (11) kunnen dienen als uitgangspunt voor het geval van stroming door een

²⁾ W. Wuest, Strömung durch Schlitz- und Lochblenden bei kleinen Reynolds-Zahlen, Ing.-Arch. 22, 357-367, 1954.

³⁾ R. von Mises, Berechnung von Ausfluss- und Überfallzahlen, Z. Ver. deutsch. Ing. 61, 447-452, 1917.

⁴⁾ F. C. Johansen, Flow through pipe orifices at low Reynolds numbers, Proc. Roy. Soc. (London) A 126, 231-245, 1930.

ringvormige spleet van het veel voorkomende type dat in fig. 11a is geschetst en waarvan in fig. 11b een deel vergroot is afgebeeld. Een verschil met een oneindig dun diafragma is dat de ringvormige spleet een minder discontinue overgang vormt, zodat de olie meer neiging zal hebben tot vorming van een zg. grenslaag langs het oppervlak, d.w.z. tot laminaire stroming. Dit effect wordt tegengegaan door de scherpe kanten waar de olie tussendoor stroomt (bij A en B, fig. 11b), een zo klein mogelijke afrondingsstraal te geven.

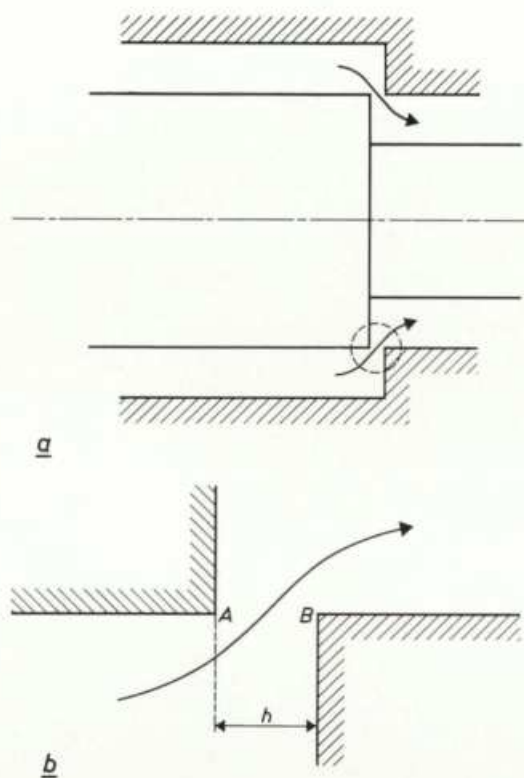


Fig. 11. a) Axiale doorsnede van het ringvormige type spleet dat in hydraulische servomotoren gebruikelijk is. Het gedeelte binnen de gestippelde cirkel is in (b) vergroot weergegeven. Een zo klein mogelijke afrondingsstraal van de scherpe kanten bij A en B is bevorderlijk voor turbulente stroming.

Dit laatste is bevestigd door proeven die wij met een bepaalde hydraulische servomotor hebben genomen. Aan deze motor hebben wij α indirect bepaald door de integratorconstante τ_v te meten. De aanvankelijk voor τ_v gevonden waarde van 4 milliseconden was in goede overeenstemming met de berekende waarde voor turbulente stroming ($\alpha = \alpha_0 = 0,61$). Na enige tijd, waarin met de motor talrijke experimenten waren gedaan, werd echter geconstateerd dat τ_v was toegenomen tot ruim 12 ms, overeenkomend met een afneming van α van 0,61 tot ca. 0,2. Het bleek dat dit te wijten was aan toegenomen afronding, door slijtage, van de oorspronke-

lijk scherpe kanten. De afrondingsstraal van de versleten kanten was ca. 30 μm , bij een effectieve poortbreedte van ca. 50 μm . Nadat een nieuwe regelschuif was aangebracht, waarvan de kanten een afrondingsstraal van minder dan 10 μm hadden, werden voor τ_v en α weer de oorspronkelijke waarden van 4 ms resp. 0,61 gevonden. De verklaring is dat de laminaire coëfficiënt δ , als gevolg van de slijtage, was afgenomen van ca. 0,1 tot minder dan 0,03, zodat volgens fig. 10 de overgangswaarde $\bar{Re}$ tussen laminaire en turbulente stroming was opgeschoven van 40 tot ca. 400!

Onze proeven hebben aangetoond dat de stroming door een poort met zeer scherpe kanten zeker turbulent zal zijn indien $Re > \bar{Re} \approx 20$. Hieruit volgt een voorwaarde waaraan de poortwijde h moet voldoen. De formule voor het getal van Reynolds is namelijk: $Re = 2vh/\nu$, waarin ν de (kinematische) viscositeit van de vloeistof is. Substitueren we hierin voor ν de waarde uit (8), met $\alpha = \alpha_0$, dan vinden we:

$$Re = \frac{2\alpha_0 h}{\nu} \sqrt{\frac{2\Delta p}{\rho}} \geq \bar{Re} = 20, \quad \dots (12)$$

waaruit de minimumwaarde van h berekend kan worden.

Temperatuurgevoeligheid en olieverbriuk

Tot slot van dit hoofdstuk vermelden we nog een voordelige en een nadelige consequentie van turbulente stroming.

Gedurende het werken van een servomotor kan de temperatuur van de olie aanzienlijk oplopen; een stijging van 25 °C is heel normaal. Daarbij verandert de viscositeit ν van de olie sterk, en aangezien het getal van Reynolds van ν afhangt, verandert ook Re . Zoals we hebben gezien, is α bij laminaire stroming sterk van Re afhankelijk, bij turbulente stroming daarentegen niet. Servomotoren met turbulente stroming hebben dus het belangrijke voordeel dat hun werking geen invloed van de temperatuur ondervindt.

Een nadeel van servomotoren met turbulente stroming is de grote oliestroom, die voortdurend aanwezig moet zijn, ook wanneer de zuiger en de cilinder ten opzichte van elkaar stilstaan. Daarom moet de pomp van groter vermogen zijn dan in het geval van laminaire stroming. De hogere kosten van de grotere oliecirculatie dient men te zien als de prijs die voor de toegenomen nauwkeurigheid betaald moet worden; deze meerdere kosten zijn overigens slechts een fractie van de kosten van het gereedschapswerktuig waarin de servomotor dienst doet.

Grote hydraulische stijfheid door belastingcompensatie

De belasting van een hydraulische servomotor heeft invloed op de oliedrukken die in de cilindercompartimenten heersen. Zo zal in een servomotor met twee bestuurd poorten (fig. 8) bij aanbrengen van een naar links gerichte kracht op de zuigerstang de druk p_2 , ter handhaving van het evenwicht van krachten, hoger moeten worden. Daar deze druk in onbelaste toestand van de motor gelijk is aan de helft van de pompdruk p_s , geldt voor de belaste toestand (totale kracht ΣF):

$$p_2 = \frac{1}{2}p_s + \frac{\Sigma F}{A} \quad \dots \quad (13)$$

Hieruit volgt voor de grenswaarden ΣF_{lim} waartussen ΣF zich kan bewegen:

$$F_{\text{lim}} = \pm \frac{1}{2}p_s A,$$

met $p_2 = p_s$ resp. $p_2 = 0$. Bij $p_2 \approx 0$ bestaat het gevaar dat lucht, die in olie onder hoge druk altijd zit opgelost, vrijkomt, of, erger nog, dat vacuüm ontstaat, met als gevolg cavitatie. Daarom dient het systeem zo gedimensioneerd te zijn dat er een zekere veiligheidsmarge in acht wordt genomen, zodanig dat de maximale belasting nooit de grens van b.v. $\frac{2}{3}\Sigma F_{\text{lim}}$ te boven gaat:

$$\Sigma F_{\text{max}} = \frac{2}{3}\Sigma F_{\text{lim}} = \frac{1}{3}p_s A. \quad \dots \quad (14)$$

Voor de hoeveelheid olie Q_1 die per seconde door de ene poort toevloei, geldt (zie verg. 9):

$$Q_1 = \pi d h_1 v_1 = \pi d h_1 a_0 \sqrt{\frac{2\Delta p_1}{\rho}},$$

en voor de hoeveelheid Q_2 die per seconde door de andere poort afvloeit:

$$Q_2 = \pi d h_2 v_2 = \pi d h_2 a_0 \sqrt{\frac{2\Delta p_2}{\rho}}.$$

Hierin zijn Δp_1 en Δp_2 de drukvallen over de poorten. In het geval van fig. 2a is $\Delta p_1 = p_s - p_2$ en $\Delta p_2 = p_2$. Daarmee vinden we met behulp van (13):

$$\left. \begin{aligned} Q_1 &= \pi d h_1 a_0 \sqrt{\frac{p_s}{\rho}} \sqrt{1 + 2\frac{\Sigma F}{p_s A}}, \\ Q_2 &= \pi d h_2 a_0 \sqrt{\frac{p_s}{\rho}} \sqrt{1 - 2\frac{\Sigma F}{p_s A}}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Hieruit blijkt de invloed van de belasting ΣF op de oliestromen Q_1 en Q_2 , en daarmee op de onderlinge beweging van zuiger en cilinder. In een gesloten regelkring wordt deze invloed gecompenseerd door een verplaatsing x van de regelschuif. Zoals we in het bovenstaande hebben gezien, impliceert zo'n ver-

plaatsing een regelfout, waarvan de belasting dus de oorzaak is. Om deze fout tot een minimum te beperken, moeten we derhalve $|\partial x / \partial \Sigma F|$ zo klein mogelijk maken, d.w.z. $|\partial \Sigma F / \partial x|$ zo groot mogelijk. Nu is $-\partial \Sigma F / \partial x$ per definitie de al ingevoerde hydraulische stijfheid c . De regelfout die aan veranderlijke belasting te wijten is, wordt dus kleiner naarmate de hydraulische stijfheid hoger wordt opgevoerd. Tevens worden dan de dode zones smaller (zie verg. (4) en fig. 6b). De berekening van c volgt hieronder.

Noemen we de poortwijdte wanneer de regelschuif in de middenstand staat, weer h_0 (dus $h_1 = h_0 - x$ en $h_2 = h_0 + x$), dan volgt uit (15), met $Q_1 = Q_2$:

$$(h_0 - x) \sqrt{1 - 2\frac{\Sigma F}{p_s A}} = (h_0 + x) \sqrt{1 + 2\frac{\Sigma F}{p_s A}},$$

of, na enige herleiding:

$$\frac{\Sigma F}{x} = -\frac{p_s A}{\sqrt{h_0 + \frac{x^2}{h_0}}}.$$

Indien we — door h_0 en $p_s A$ voldoende groot te kiezen — het systeem zodanig (over)dimensioneren dat x/h_0 klein ten opzichte van 1 wordt, vinden we voor de hydraulische stijfheid met goede benadering:

$$c = -\frac{\partial \Sigma F}{\partial x} \approx \frac{p_s A}{h_0}. \quad \dots \quad (16)$$

Betrekken we ook de beide andere typen hydraulische servomotoren in onze beschouwingen, dan moet aan het rechterlid van (16) met een factor 2 worden vermenigvuldigd bij servomotoren met vier bestuurd poorten, en met een factor $\frac{1}{2}$ bij servomotoren met één bestuurd poort.

Zoals uit (16) blijkt, neemt de hydraulische stijfheid toe als we de pompdruk p_s en de cilinderdoorsnede A groter kiezen en de poortwijdte h_0 kleiner. Om praktische redenen zijn p_s en A aan maximumgrenzen gebonden, en wegens de gewenste turbulentie van de stroming mag h_0 niet te klein zijn (zie verg. 12). Men stuit daardoor bij het streven naar grotere hydraulische stijfheid al gauw op moeilijkheden.

Compensatie van de belastingsfout door de belasting zelf

In het Philipslaboratorium is een methode uitgewerkt die de genoemde moeilijkheden omzeilt en waarmee in beginsel de hydraulische stijfheid oneindig groot gemaakt kan worden. Volgens deze methode wordt de uitwijking van de regelschuif te weeggebracht door de belasting zelf, en niet via de tegenkoppeling.

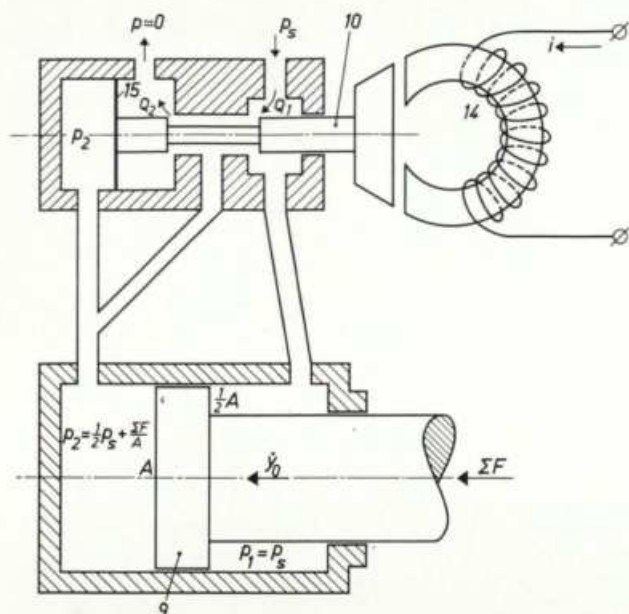


Fig. 12. Methode ter verwezenlijking van het principe van belastingcompensatie. De regelschuif 10 is bevestigd aan een elastisch membraan 15. Links van dit membraan heerst dezelfde oliedruk p_2 als links van de zuiger 9. De druk p_1 rechts van de zuiger is gelijk aan de constante pompdruk p_s . Vergroting van de belasting ΣF op de zuiger doet p_2 toenemen; het membraan 15 buigt diensgevolge naar rechts door en verplaatst de regelschuif naar rechts, bij juiste dimensionering zoveel dat de invloed van de toegenomen belasting juist wordt gecompenseerd.

De verplaatsing van de regelschuif evenredig met $y_1 - y_0$ wordt hier teweeggebracht door een elektromagneet 14, waarvan de stroom i afhankelijk is van $y_1 - y_0$.

Fig. 12 illustreert schematisch een vorm waarin dit principe kan worden verwezenlijkt. Als toepassing is bij deze figuur niet meer gedacht aan de kopieerdraaibank van fig. 1, waarin de regelschuif werd bestuurd door een aftaststift, maar aan een gereedschapswerktuig waarbij de stand van de regelschuif wordt beïnvloed door een elektromagneet (14). De bekrachtigingsstroom i van deze magneet bestaat uit een constante gelijkstroom I_0 en een variërende component $k(y_1 - y_0)$, die op de een of andere wijze wordt afgeleid van het gemeten verschil tussen de gewenste en de werkelijke stand van de sleef. De aantrekkende kracht die de elektromagneet op de regelschuif uitoefent, is evenredig met i^2 . Deze kracht bestaat dus uit een constante en een variërende component; indien de amplitude $k(y_1 - y_0)$ klein is in vergelijking met I_0 , is de wisselende component van de kracht met goede benadering evenredig met $y_1 - y_0$. Deze kracht wordt opgenomen door een elastisch membraan (15), dat in dit systeem het essentiële en nieuwe element is en waaraan de regelschuif (10) is bevestigd. Aan de andere zijde van het membraan (links in fig. 12) bevindt zich een met olie gevuld compartiment, waarin de druk p_2 heerst, die

lineair met de belasting ΣF verandert. De belasting heeft derhalve rechtstreeks invloed op de doorbuiging van het membraan. Als het membraan goed gedimensioneerd is, heft de verplaatsing waarmee zijn doorbuiging gepaard gaat, de invloed van de belasting juist op.

Dit is eenvoudig als volgt in te zien. Bij het aanbrengen van een naar links gerichte kracht ΣF wordt door de hogere druk p_2 de drukval over de uitlaatopening vergroot en de drukval over de inlaatopening verkleind. De afvoerstroam van het linker cilindercompartiment zou dus de toevoerstroam overtreffen. Dit effect nu wordt juist opgeheven doordat de schuif zich onder invloed van de gestegen druk p_2 iets naar rechts verplaatst. Op deze wijze wordt de invloed van de belasting gecompenseerd zonder dat het „ingangssignaal” (i.c. de regelstroom i) van de servomotor verandert. Dit impliceert dat er zich geen besturingsfout voordoet. Verandering van de belasting heeft dan geen verandering van $y_1 - y_0$ meer tot gevolg; met andere woorden: de hydraulische stijfheid is oneindig groot.

In een praktischer vorm is dit beginsel verwezenlijkt in de servomotor van de digitaal bestuurd freesbank die in de delen I en II van dit artikel is beschreven. Deze servomotor is van het type met één bestuurd poort. Zoals fig. 13 laat zien, is de oliepomp rechtstreeks op het ene compartiment van de cilinder aangesloten. De zuiger is voorzien van een kamer 16, die door ruime openingen 17 met dit compartiment in verbinding staat, en door poort 18 met het andere compartiment. De grootte van deze poortopening hangt af van de doorbuiging van het membraan 15, dat deel van de zuiger uitmaakt. In de terugleiding van de olie is een elektromagnetisch bestuurd servoschuif 19 opgenomen, waarvan de stroom i weer gelijk is aan $I_0 + k(y_1 - y_0)$.

In het linker cilindercompartiment en in de kamer 16 is de oliedruk p_1 gelijk aan de pompdruk p_s . Onderstellen we dat op de zuiger een totale belasting ΣF naar rechts wordt aangebracht, dan zal de druk p_2 in het rechter cilindercompartiment evenredig toenemen. De verhoogde druk maakt dat meer olie uit dit compartiment via de servoschuif zal afvloeien, maar tevens dat het membraan 15 naar links doorbuigt, zodat de poortopening 18 groter wordt en er, ondanks het afgenomen drukverschil $p_s - p_1$, meer olie uit het linkercompartiment zal toevloeien. Als het membraan goed is gedimensioneerd, vormt de vergrote toestrooming van olie door poort 18 juist een compensatie voor de vergrote afvloeijing via de servoschuif.

Men zou kunnen menen dat de belasting eveneens invloed zou hebben op de grootte van de door-

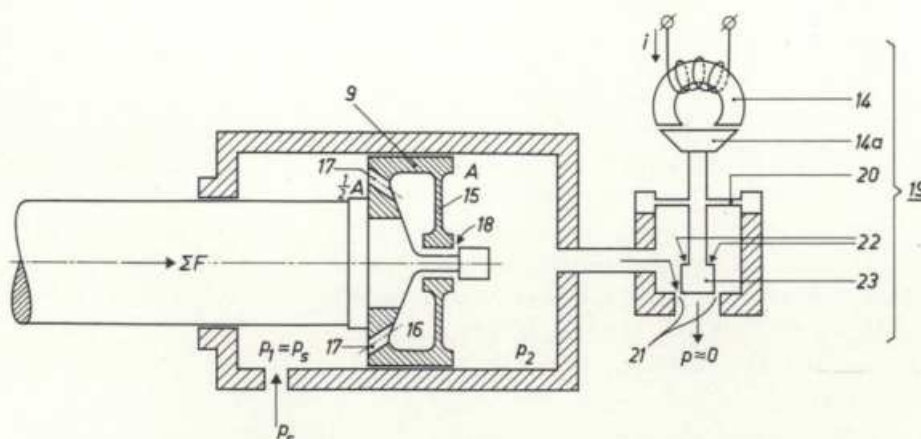


Fig. 13. Een praktischere vorm ter verwezenlijking van het beginsel van belastingcompensatie, waardoor de dode zone is teruggebracht van 15 tot ca. $0,25 \mu\text{m}$. Deze vorm is toegepast bij de contourfreesbank voor komschijven. Membraan 15 (vgl. fig. 12) maakt nu deel uit van de zuiger 9 en vormt daarin een kamer 16, die door ruime openingen 17 in verbinding staat met het linker cilindercompartiment, waarin de pompdruk p_s heerst. Bovendien staat kamer 16 door een ringvormige poort 18 in verbinding met het rechter cilindercompartiment. De wijde van poort 18 hangt af van de doorbuiging van het membraan 15. In de afvoerleiding van de olie is een elektromagnetisch bestuurd servoschuif 19 opgenomen, met elektromagneet 14, anker 14a, membraan 20 en klep 23. De wijde van poort 21 is uitsluitend afhankelijk van de regelstroom i , die lineair met $y_1 - y_0$ varieert, en niet van de oliedruk in de servoschuif 19, doordat een b.v. opwaartse kracht op membraan 20 wordt gecompenseerd door een neerwaartse kracht op de „schouder” 22 van de klep 23.

stromingsopening in de servoschuif (en dus de compensatie zou verstoren), doordat bij stijging van de druk p_2 het membraan 20 van de servoschuif omhoog gedrukt zou worden en diengevolge de poort 21 wijder open zou gaan. Het membraan 20 is echter zo gedimensioneerd dat bij verhoging van p_2 de invloed van de opwaartse kracht op dit membraan wordt gecompenseerd door de invloed van de neerwaartse kracht op de „schouder” 22 van de klep 23. De wijidte van poort 21 is dus onafhankelijk van de druk p_2 , dus ook van de belasting. De enige grootte die invloed op de wijidte van poort 21 heeft, is dus de regelfout $y_i - y_0$ (via de regelstroom i).

Wij vestigen hier nog de aandacht op een constructieve bij-

zonderheid van de poorten 18 en 21: bij geen van beide treft men over elkaar glijdende metalen oppervlakken aan. Er is daar dus geen wrijving en geen slijtage. In *fig. 14* zijn verschillende

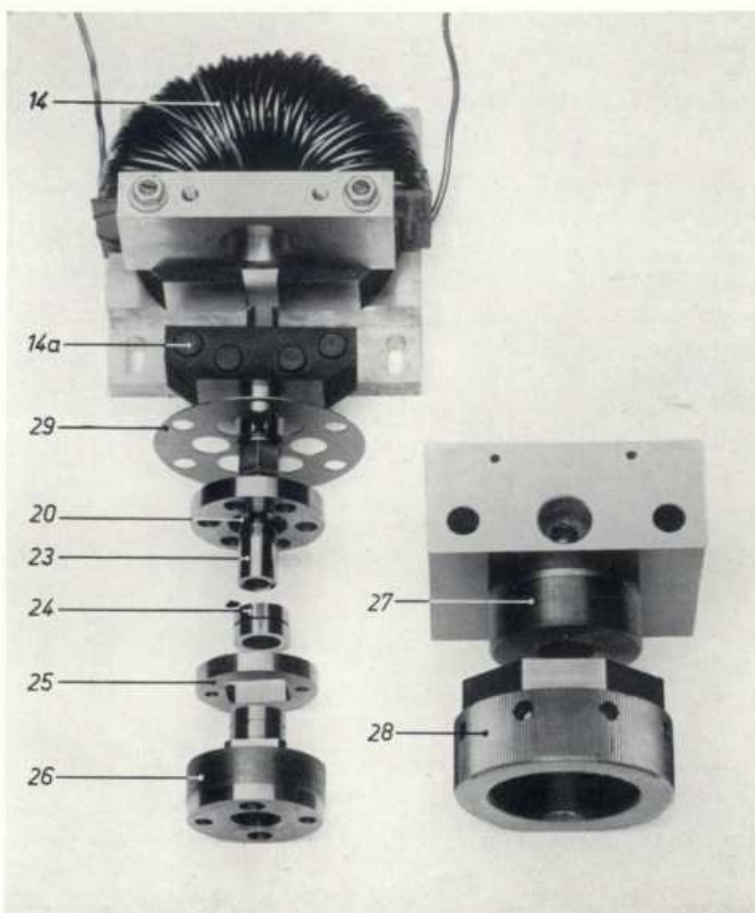


Fig. 14. „Exploded view” van de servoschuif die in fig. 13 schematisch is weergegeven (daar aangeduid met 19). Betekenis van 14, 14a, 20 en 23 als in fig. 13. De afstand tussen de klep 23 en de zitting 24 is fijn instelbaar door middel van een differentiaalschroef (nulpuntverschuiving); de zittingdrager 26 en de vaste schroef 27 hebben onderling iets verschillende schroefdraad, zodat ze langzaam ten opzichte van elkaar bewegen wanneer de kartelmoer 28 wordt gedraaid (deze moer verbindt dus de delen 26 en 27 met elkaar). Omdat 26 niet mag kunnen draaien, is een geleiding 25 met een vierkant gat aangebracht, waarin 26 op-en-neer kan schuiven. Het slappe membraan 29 dient ter centering.

onderdelen van de servoschuif te zien.

Onze methode van belastingcompensatie kan bij alle drie typen van hydraulische servomotoren worden toegepast. Volledige compensatie wordt alleen verkregen voor kleine belastingen en kleine doorbuigingen van het membraan. Zolang de doorbuiging zo klein blijft dat de poort 18 open blijft en zolang tevens de totale belasting de maximaal toelaatbare niet overschrijdt ($\Sigma F \leq \Sigma F_{\max}$, zie boven), heeft de belastingcompensatie een verrassend goed effect. Al wordt de hydraulische stijfheid dan niet oneindig groot, ze wordt toch aanzienlijk groter dan zonder belastingcompensatie het geval zou zijn, zelfs onder extreme condities ($\Sigma F = \Sigma F_{\max}$ en $x = h_0$) ongeveer tien maal zo groot. Opgemerkt moet echter worden dat geen compensatie wordt verkregen voor snel variërende belastingen; de oorzaak hiervan is de samendrukbaarheid van de olie. Een ernstige beperking vormt dit niet, daar de variërende component van de belasting in verhouding tot de constante component meestal klein is.

De resultaten van belastingcompensatie: het verdwijnen van de constante belastingfout en van de dode zones, zijn voor talrijke toepassingen zeer belangrijk. Zo is bij gereedschapswerktuigen de dode zone meestal verontrustend groot. Met een dode zone van b.v. 15 μm , zoals vaak voorkomt, zou het nooit gelukt zijn, de regelfout van de numeriek bestuurd freesbank te beperken tot 2,5 μm .

Stabiliteit door versnellingsstegekoppeling

Zoals bekend, kan een regelinrichting onder bepaalde omstandigheden instabiel worden. We moeten dus nagaan, wanneer dit het geval zal zijn bij het hydraulische servosysteem dat we in het voorgaande hebben beschouwd.

We keren daartoe terug naar verg. (4), die we nu als volgt schrijven:

$$\dot{y}_0 = \left(x + \frac{\Sigma F}{c} \right) \tau_v^{-1}. \quad \dots (17)$$

ΣF omvat vier termen: de uitwendige kracht F_e , de coulombwrijving $-F_f$, de viskeuze wrijving $-w\dot{y}_0$ en de traagheidskracht $-m\ddot{y}_0$:

$$\Sigma F = F_e - F_f - w\dot{y}_0 - m\ddot{y}_0.$$

Zoals elders is aangetoond ⁵⁾, hebben twee van deze termen, namelijk de uitwendige belasting en de coulombwrijving, op de stabiliteit geen invloed, zodat ze hier buiten beschouwing mogen blijven. Daarentegen moet onder dynamische omstandigheden,

wegens de samendrukbaarheid van de olie, in het rechterlid van (17) een snelheidscomponent worden toegevoegd, namelijk $\Sigma \dot{F}/c_0$, waarin c_0 de stijfheid van de kolom olie is die zich vóór de zuiger bevindt. Noemen we de lengte van deze kolom l , de doorsnede A en de compressibiliteitsmodulus van de olie E („bulk modulus”), dan wordt c_0 gegeven door ⁶⁾:

$$c_0 = \frac{EA}{l}.$$

In plaats van verg. (17) komt nu dus:

$$\dot{y}_0 = \left(x + \frac{\Sigma F}{c} \right) \tau_v^{-1} + \frac{\Sigma \dot{F}}{c_0}.$$

F_e en F_f buiten beschouwing latend, kan men hier voor met goede benadering schrijven:

$$x = \tau_v [\tau_r^2 \ddot{y} + 2\beta \tau_r \dot{y}_0 + \dot{y}_0]. \quad \dots (18)$$

De grootheden τ_r en β die hierin voorkomen, zijn gegeven door

$$\tau_r = \sqrt{\frac{m}{c_0}} \quad \dots (19)$$

en

$$\beta = \frac{\sqrt{mc_0}}{2c\tau_v} + \frac{w}{2\sqrt{mc_0}} \quad \dots (20)$$

τ_r is de resonantietijdconstante (evenredig met de trillingstijd van het systeem, gevormd door de bewegende massa m en de stijfheid c_0 van de olielokom) en β is de relatieve damping. Samen met de integratorconstante τ_v zijn τ_r en β beslissend voor de stabiliteit. Voor het gesloten regelsysteem van fig. 3 ($x = y_i - y_0$) is namelijk de voorwaarde voor stabiliteit:

$$\beta \geq \frac{\tau_r}{2\tau_v} \quad \dots (21)$$

Eerder in dit artikel hebben wij aangetoond dat ter wille van de nauwkeurigheid de integratorconstante, τ_v , zo klein mogelijk moet zijn en dat men, door de olie turbulent te doen stromen, een eind in die richting kan gaan. De stabiliteitsvoorwaarde (21) stelt echter een grens aan het verkleinen van τ_v . Uit een analyse van de frequentiekenarakteristieken — die hier te ver zou voeren ⁷⁾ — blijkt dat zowel de stabiliteit als de bandbreedte ($1/\tau_v$) bevredigend is indien $\beta \approx 0,25$ en $\tau_v/\tau_r \approx 4$.

⁶⁾ Dit geldt voor servomotoren met één of twee bestuurd poorten. Bij servomotoren met vier bestuurd poorten bevindt zich aan beide zijden van de zuiger een kolom olie, waardoor c_0 ongeveer dubbel zo groot wordt.

⁷⁾ T. J. Viersma, Philips Res. Repts. 16, 584 (fig. 6.7), 1961 (no. 6).

⁵⁾ T. J. Viersma, Philips Res. Repts. 17, 39, 1962 (no. 1).

Als de demping te klein is, zijn er verschillende manieren om β te vergroten. Eén manier is, blijkens (20), het verkleinen van de hydraulische stijfheid, c . Zonder in te gaan op de wegen die men daartoe zou kunnen inslaan, merken wij op dat verkleinen van c lijnrecht ingaat tegen het bovenontwikkelde principe dat c juist groot moet zijn, wil men de schadelijke invloeden van de belasting en van de dode zones klein houden. Maakt men gebruik van belastingcompensatie, dan wordt c zo groot dat de eerste term in het rechterlid van (20) te verwaarlozen is ten opzichte van de tweede term. Om voldoende demping te krijgen, zou men het dan moeten zoeken in opvoeren van de tweede term, dus in grotere viskeuze wrijving.

Een oplossing van geheel andere aard is de zg. versnellings tegenkoppeling, die in het Philips-laboratorium is uitgewerkt. Volgens deze methode wordt aan de ingang van het regelsysteem niet alleen de verplaatsing y_0 tegengekoppeld (fig. 3), maar bovendien een signaal $\ddot{y}_0$, dat evenredig is met de versnelling $\ddot{y}_0$. Daardoor komt in verg. (18), in plaats van de term $2\beta\tau_r\ddot{y}_0$, te staan: $(2\beta\tau_r + \gamma)\ddot{y}_0$, zodat, als γ positief is, de demping β schijnbaar is vergroot. Het bedoelde signaal kan het best een elektrisch signaal zijn, omdat men dan niet zijn toevlucht tot ingewikkelde mechanische constructies behoeft te nemen. Het elektrische signaal kan geleverd worden door b.v. een piëzo-elektrische opnemer; deze geeft

bij een versnelling ter grootte van slechts 1% van die der zwaartekracht al een voldoende sterk signaal. Het tegenkoppelen kan gebeuren door een met dit signaal evenredige stroom toe te voegen aan de regelstroom i , die door de spoel van de servoschuif loopt (19 in fig. 12).

Op deze wijze kan men bij servosystemen van gereedschapswerktuigen een ruim voldoende stabiliteit verkrijgen zonder de voordelen van een grote hydraulische stijfheid prijs te geven.

Het principe van versnellings tegenkoppeling is met goed gevolg beproefd in het servosysteem van de in I en II beschreven contourfreesbank. Door de viskeuze wrijving (zie de laatste term van verg. 20) was echter al zoveel demping aanwezig dat de stabiliteit groot genoeg was zonder deze tegenkoppeling.

Samenvatting. Een onderzoek aan hydraulische servomotoren heeft geleid tot de volgende nieuwe inzichten: 1) Om de servomotor gevoelig te zijn doen, moet men zorgen voor snelle (d.w.z. turbulente) stroming van de olie. 2) De invloed van de belasting op de regelfout kan klein worden gehouden door de hydraulische stijfheid groot te maken, hetgeen kan gebeuren door de belastingvariëaties zelf te doen zorgen voor een compenserende verplaatsing van de regelschuif (belastingcompensatie). 3) Stabiliteit kan worden gewaarborgd door de demping op de vereiste waarde te brengen door middel van tegenkoppeling van een (elektrisch) signaal dat evenredig is met de versnelling van de geleverde verplaatsing.

De principes 1) en 2) zijn toegepast in de hydraulische servomotor die deel uitmaakt van de bij Philips ontwikkelde contourfreesbank met numerieke besturing.

EEN KLEINE FERROXCUBE-ANTENNE VOOR ULTRAKORTEGOLFONTVANGST

door G. SCHIEFER *),

621.396.674.1:621.318.134

Verscheiden landen hebben de laatste jaren een sterke toename van het aantal omroepzenders te zien gegeven die met frequentiemodulatie werken. Als gevolg daarvan verschijnen steeds meer typen draagbare radio's op de markt die mede voor FM-ontvangst zijn ingericht. Een bezwaar van deze toestellen is de relatief lange dipoolantenne, die voor goede FM-ontvangst meestal nodig is. Een nieuwe soort ferroxcube opent de mogelijkheid dat deze spriet zal vervallen.

Dipoolantennes voor metergolven

Omroep, televisie en ontelbare commerciële radio-verbindingen maken tegenwoordig gebruik van ultrakorte golven (metergolven). Vergelijken we de hedendaagse ontvangtoestellen voor dit golfgebied met die van enige jaren geleden, dan constateren we dat de elektronentechniek aanmerkelijk grotere prestaties is gaan leveren en dat de toestellen veel kleiner zijn geworden. De ontwikkeling van de antennes daarentegen is bij de halvegolfdipool ¹⁾ blijven stilstaan. De redenen voor dit laatste zijn niet moeilijk te vinden, want de halvegolfdipool biedt vele voordelen: de constructie is eenvoudig en goedkoop, het reële deel van de ingangsimpedantie is van dezelfde orde van grootte als het reële deel van de ingangsimpedantie van de kabel en de ontvanger, de bandbreedte is voldoende, de verliezen zijn gering en het richtingseffect is desgewenst gemakkelijk te verbeteren door toevoeging van passieve elementen (Yagi-antenne). Hier staat slechts één intrinsiek nadeel tegenover: de halvegolfdipool voor metergolven is bij de huidige neiging tot kleine constructies eenvoudigweg te lang. Men kan immers gevoelige omroep- en radiotelefonieontvangers in zakformaat maken, terwijl de bijbehorende dipoolantenne meer dan een meter lang moet zijn!

Weliswaar is een dipool die korter dan een halve golf is, ook wel bruikbaar, maar dan moet men genoeg nemen met een veel kleiner produkt van rendement en bandbreedte, en voor de aanpassing zijn relatief kostbare spoelen van bijzonder goede kwaliteit noodzakelijk. Bovendien lijdt de ontvangst aan „handeffect”, want de korte dipool reageert voornamelijk op de elektrische component van het elektromagnetische veld en is daardoor gevoelig voor alle geleidende voorwerpen die in zijn nabijheid worden gebracht. Wel leert de ervaring dat sterke

zenders al goed ontvangen kunnen worden met als antenne een stukje draad ter lengte van een vinger, maar zulke resultaten zijn toch min of meer incidenteel; men mag hier dan ook niet van een technisch bevredigende oplossing spreken. Daarom is al enige tijd geleden de vraag opgeworpen of met een kleine inductieve ferroxcube-antenne op metergolven niet even goede resultaten te verkrijgen zouden zijn als met de bekende ferroceptor op midden- en lange golven ²⁾.

Van een kleine ferroxcube-antenne, in vergelijking met een even grote dipool, kan men de volgende voordelen verwachten:

- 1) Groter produkt rendement maal bandbreedte, daar het ferromagnetische materiaal een concentratie van het magnetische veld te weegbrengt, en daarmee een vastere koppeling tussen antenne en veld.
- 2) Geringer handeffect, daar de magnetische component van het veld in de buurt van de antenne vrijwel alleen door ferromagnetische lichamen wordt verstoord.
- 3) Afwezigheid van nulrichtingen. Bij horizontale polarisatie van het zenderveld, zoals gebruikelijk bij de ultrakortegolfomroep, dient een inductieve antenne verticaal te worden opgesteld. In het horizontale vlak heeft deze antenne dan een cirkelvormig richtingsdiagram. Er zijn dus geen horizontale richtingen van waaruit de antenne niets ontvangt (dit in tegenstelling met elektrische dipolen voor ultrakortegolfontvangers, die, evenals de inductieve antennes voor — verticaal gepolariseerde — midden- en lange golven, „nulrichtingen” vertonen; deze kunnen zowel bij vast opgestelde als bij draagbare ontvangers zeer hinderlijk zijn). Ondanks deze gunstige eigenschappen zijn er tot dusverre geen ferroxcube-antennes voor ultrakorte

*) Philips Zentrallaboratorium GmbH, Laboratorium Aken.

¹⁾ Zie b.v. M. Huissoon, Het frequentiemodulatiegedeelte van moderne omroepontvangers, II. De ingebouwde FM-antenne, Philips techn. T. 17, 388-390, 1955.

²⁾ H. Blok en J. J. Rietveld, Inductieve antennes in moderne omroepontvangers, Philips techn. T. 16, 149-162, 1954, in het bijzonder blz. 155 e.v.

golven gefabriceerd, om de eenvoudige reden dat er voor frequenties hoger dan 10 MHz geen geschikt ferriet bestond. Pas de laatste tijd is in het Philipslaboratorium te Eindhoven een ferroxcube-soort ontwikkeld die bij 100 MHz nog een redelijke permeabiliteit en voldoende geringe verliezen heeft. Daarmee komt de ontwikkeling van kleine inductieve antennes, b.v. voor de omroepband II (87-104 MHz), binnen het bereik van de mogelijkheden. In het onderstaande wordt een experimentele, technisch bruikbare ferroxcube-antenne beschreven die geschikt is voor montage in een draagbare transistorradio van een in de handel zijnd type.

De overwegingen die tot de constructie van deze antenne hebben geleid, willen wij hier slechts kwalitatief vermelden. Uitgangspunt was dat kleine inductieve antennes (met „klein” bedoelen wij: aanzienlijk korter dan de te ontvangen golven) het bekende stralingsdiagram van de elementaire magnetische dipool vertonen, waarvan wij de richtingsfactor bij definitie gelijk aan 1 stellen. De richtingsfactor van een halvegolfdipool is dan 1,1, dus nauwelijks groter. Daaruit is de gevolgtrekking te maken dat een willekeurig kleine inductieve antenne ongeveer hetzelfde kan presteren als de halvegolfdipool indien het gelukt, de verliezen in de kleine antenne zelf en in de aanpassing op de ontvanger zeer gering te houden. In deze voorwaarde zit echter juist de moeilijkheid. Immers, hoe kleiner de antenne is, des te losser is hij met het veld gekoppeld, en des te zwakker is dus de demping die de antennekring door de koppeling met het veld ondervindt. Ten opzichte van deze geringe (stralings) demping mag de eigen demping van de antennekring (door de verliezen) niet meer verwaarloosd worden. Het resultaat is een laag rendement (zie beneden), d.w.z. een gering produkt van richtingsfactor en rendement. De zwakke demping leidt bovendien tot een kleine bandbreedte en tot een extreem hoge resonantie-weerstand, die moeilijk op de ingang van de ontvanger is aan te passen.

Een experimentele ferroxcube-antenne voor metergolven

Het gedrag van een kleine inductieve antenne, in wezen bestaande uit een geleidende lus („resonator”), kan worden nagegaan aan de hand van het eenvoudige vervangingschema fig. 1. Hierin is L de zelfinductie van de lus, R_s de stralingsweerstand (die een maat is voor de koppeling van de antenne met het veld en die uit de geometrische afmetingen kan worden berekend ³⁾), R_v de verliesweerstand van

de kring, en C de capaciteit waarmee de antenne op de gewenste frequentie $\omega_0/2\pi$ wordt afgestemd. Aanpassing van de weerstand bij die van de ontvanger komt tot stand door losse koppeling met een tweede lus, L' . De relatieve bandbreedte $\Delta\omega/\omega_0$ van de op een ontvanger aangepaste antenne bedraagt dan:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = 2 \frac{R_s + R_v}{\omega_0 L}$$

en het rendement:

$$\eta = \frac{R_s}{R_s + R_v}.$$

Om een grote waarde van η te verkrijgen, moet men dus R_s groot en R_v klein maken. Een grotere bandbreedte is dan alleen te bereiken door verkleining van L .

Bij gegeven afmetingen van de lus is de stralingsweerstand R_s slechts op één manier op te voeren, namelijk door in de lus een staaf ferroxcube te plaatsen, die de magnetische krachtlijnen in de lus concentreert. Bij voorkeur kiest men de permeabiliteit μ van het ferroxcube en de verhouding van de lengte van de staaf tot de diameter zo groot mogelijk ⁴⁾. Weliswaar neemt door deze maatregelen de zelfinductie — die voor een grote bandbreedte klein moest zijn — toe, echter slechts evenredig met μ , terwijl R_s , zoals aangetoond kan worden, evenredig met μ^2 toeneemt. De verliesweerstand R_v wordt in hoofdzaak bepaald door de verliesfactor $\tan \delta$ van het ferroxcube; de geleidings- en de dielektrische verliezen in het ferroxcube kunnen verwaarloosd worden. Dan is $R_v = \omega_0 L \tan \delta$; het komt er dus op aan, een ferriet met geringe verliezen te kiezen en de lus een kleine zelfinductie te geven. Dit laatste kan slechts gebeuren door een geschikte

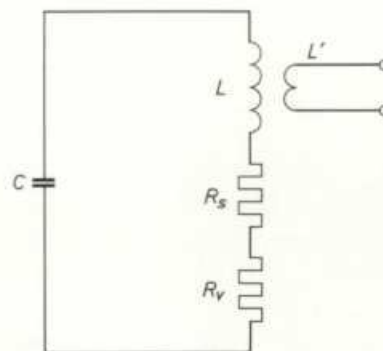


Fig. 1. Vervangingschema van een inductieve antenne. L zelfinductie, R_s stralingsweerstand en R_v verliesweerstand van de lus die als antenne fungeert. C afstemcapaciteit. L' zelfinductie van de koppellus.

³⁾ Zie b.v. H. Zuhrt, Elektromagnetische Strahlungsfelder, Springer, Berlijn 1953, blz. 257 e.v.

⁴⁾ R. M. Bozorth en D. M. Chapin, Demagnetizing factors of rods, J. appl. Phys. 13, 320-326, 1942.

vormgeving. Het resultaat wordt optimaal als men de lus vormt uit koperband dat bijna zo breed is als de staaf lang is; de lus krijgt dus de vorm van een in de lengterichting opengesneden cilinder. De afstemcapaciteit C moest eigenlijk gelijkmatig langs de spleet verdeeld zijn, maar met vijf of zes afzonderlijke condensatoren bereikt men al een goed resultaat.

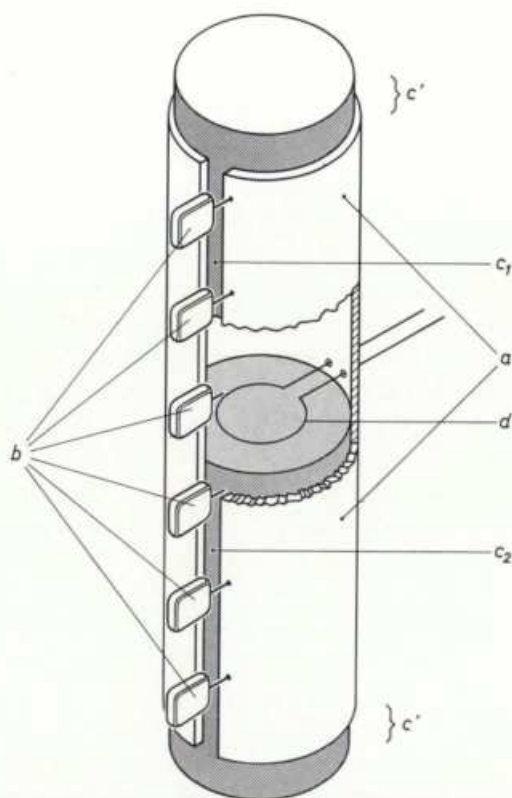


Fig. 2. Experimentele ferroxcube-antenne voor metergolven. a „resonator” (lus van koperband); b vaste afstemcondensatoren, langs de spleet verdeeld; c_1 , c_2 de twee stukken waarin de ferroxcubestaaf is verdeeld, om plaats te maken voor de koppellus d . De ferroxcubestaaf steekt aan weerskanten over een lengte c' buiten de resonator uit.

Fig. 2 toont een volgens deze gezichtspunten geconstrueerde ferroxcube-antenne voor 100 MHz. Men herkent de resonator met de cilindrische lus a en de zes langs de spleet hiervan verdeelde condensatoren b . De ferroxcubestaaf bestaat uit twee delen, c_1 en c_2 , die elk een stuk c' buiten de resonator uit steken; de optimale lengte c' hangt af van de vorm van de staaf en van de permeabiliteit van het ferroxcube. De deling van de staaf in tweeën is nodig om plaats te maken voor de koppellus d , waarvan de grootte de impedantie aan de klemmen van d bepaalt.

Hier volgen de voornaamste gegevens van deze antenne:

Totale lengte van de ferroxcubestaaf	16 cm,
diameter van de ferroxcubestaaf	2 cm,
lengte van de resonator	14 cm,
relatieve permeabiliteit van het ferroxcube	ca. 25,
verliesfactor $\text{tg } \delta$ van het ferroxcube	ca. 0,01,
3-dB-bandbreedte bij aanpassing.	1 MHz,
rendement	$\left\{ \begin{array}{l} 5 \% \\ -13 \text{ dB.} \end{array} \right.$

Fig. 3 laat zien hoe deze antenne tot één geheel is verenigd met het hoogfrequentieblok van een ontvanger voor 87-104 MHz. De onderdelen van de schakeling zijn direct op de resonator, tegenover de spleet, gemonteerd; dit maakt de constructie zeer compact. Daar de bandbreedte van de antenne veel

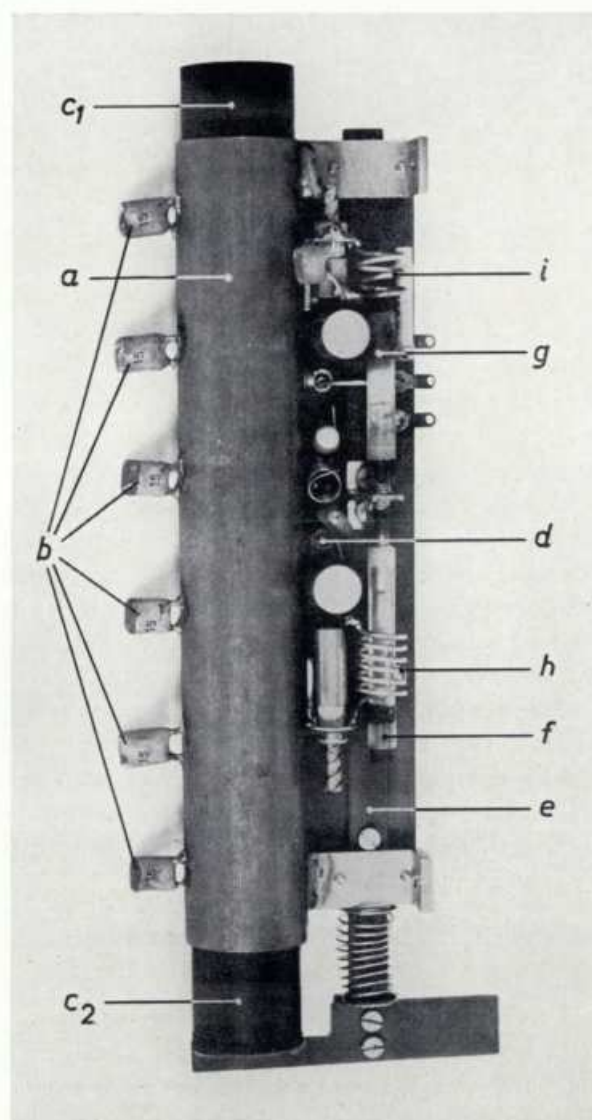


Fig. 3. De ferroxcube-antenne, tot één geheel verenigd met het hoogfrequentieblok van een ontvanger voor 87-104 MHz. Betekenis van a , b , c_1 , c_2 en d als in fig. 2. De verschuifbare afstem-arm e beweegt de delen c_1 en c_2 ten opzichte van elkaar en tevens het ferroxcubestaafje f ten opzichte van de spoel h van de tussenkring en het ferroxcubestaafje g ten opzichte van de spoel i van de lokale oscillator. Bij juiste instelling lopen de afstemmingen van de drie kringen gelijk-op. Zie ook fig. 4.

kleiner dan het genoemde frequentiegebied is, zijn afstemmiddelen nodig. Een doeltreffende inductieve methode van afstemming is het axiaal verplaatsbaar maken van het ene deel van de ferroxcubestaaf ten opzichte van het andere, zodat tussen de twee delen een veranderlijke luchtspleet ontstaat. Hierdoor is de effectieve permeabiliteit van de staaf, en daarmee de frequentie waarop de resonator is afgestemd, variabel. (Het alternatief: een capacatieve afstemming, lijkt weinig aantrekkelijk, wegens de ruimtelijke verdeling van de condensatoren.) De afstemming van de antenne moet gelijk-op lopen met de afstemming van de tussenkring en (op een constant bedrag na) met die van de lokale oscillator. Dit is in de eerste plaats een mechanisch vraagstuk. Het is hier opgelost door de arm *e* (fig. 3), die één deel van de ferroxcubestaaf beweegt, nog twee andere ferroxcubestaafjes (*f* en *g*) te laten verstellen, die inductief de afstemming van de tussenkring *h* en die van de oscillatorkring *i* veranderen. Bij zorgvuldige instelling zijn de afwijkingen in het gelijk-op lopen zo klein te houden dat ze binnen de bandbreedte van de antenne en van de tussenkring blijven.

Het schema van het hoogfrequentieblok is weer gegeven in fig. 4. Het blok bevat uit een versterker met een transistor AF 114 en een zelf-oscillerende mengtrap met een transistor AF 115. Verder ver toont het schema geen bijzonderheden. Vermeldens waard is alleen nog dat het een opstelling met uiterst korte verbindingen mogelijk maakt. Daardoor kan de versterking per trap hoog worden opgevoerd zonder dat de stabiliteit gevaar loopt.

Fig. 5 toont het inwendige van een in de handel zijnde draagbare transistorradio waarvan het hoogfrequentieblok is vervangen door een volgens fig. 4. De afstem-arm wordt door tussenkomst van een profielschijf en een hefboom gedreven vanaf de as van de draaicondensator (die alleen bij ontvangst van midden- en lange golven dienst doet). Natuurlijk zou ook een afzonderlijke aandrijving van de ultrakortegolfafstemming, zoals vaak wordt verlangd, gemakkelijk te verwezenlijken zijn geweest.

Resultaten

De ontvangsteigenschappen van dit toestel zijn vergeleken met die van een toestel van hetzelfde type dat voorzien was van de gebruikelijke, naar twee kanten uitschuifbare, halvegolfdipool van 2×65 cm lengte. Met behulp van een meetzender (met constante modulatie) werd de veldsterkte bepaald die elk van de ontvangers nodig had om de signaal-ruisverhouding van 26 dB te geven die voor goede ontvangst nodig is. De metingen bleken buitengewoon moeilijk te zijn, daar overdag vrijwel de gehele band met omroepzenders is bezet; metingen 's nachts zouden door het lagere storingsniveau een onjuist beeld hebben gegeven. Toch is geconstateerd kunnen worden dat de ontvanger met de ferroxcube-antenne een sterker veld nodig had dan de ontvanger met de dipoolantenne, maar dat het verschil, al naar de golflengte, niet groter was dan ca. 7 tot 10 dB. Daarbij mag niet over het hoofd worden gezien dat de (verticale) inductieve antenne uit alle richtingen even goed ontving, terwijl de dipool in zijn voorkeursrichting was geplaatst. Een minder gunstig georiën-

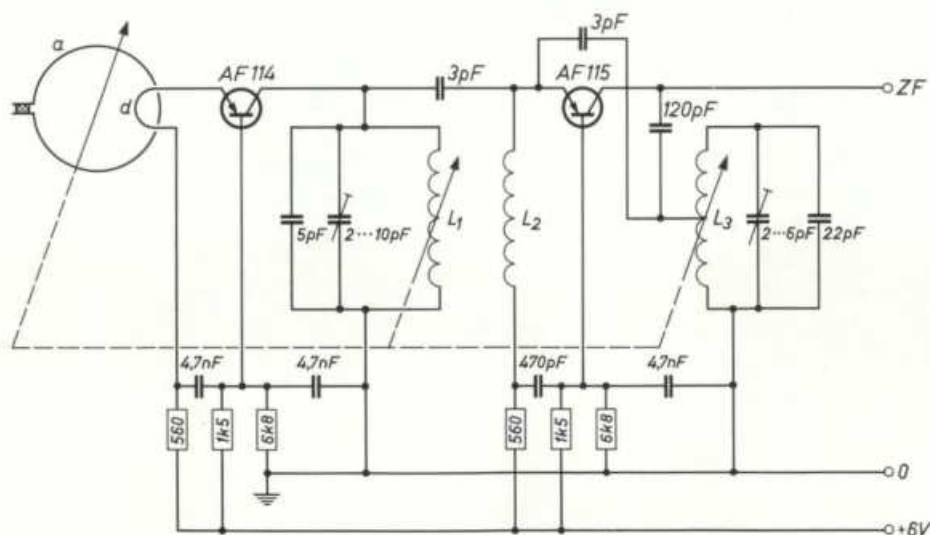


Fig. 4. Schema van het in fig. 3 afgebeelde hoogfrequentieblok. Transistor AF 114 werkt als hoogfrequentieversterker, transistor AF 115 maakt deel uit van de oscillator-mengtrap. Op klem ZF wordt de middenfrequentieversterker aangesloten. *a* antennelus, *d* koppellus. De spoelen L_1 en L_3 zijn in fig. 3 aangeduid met *h* resp. *i*.

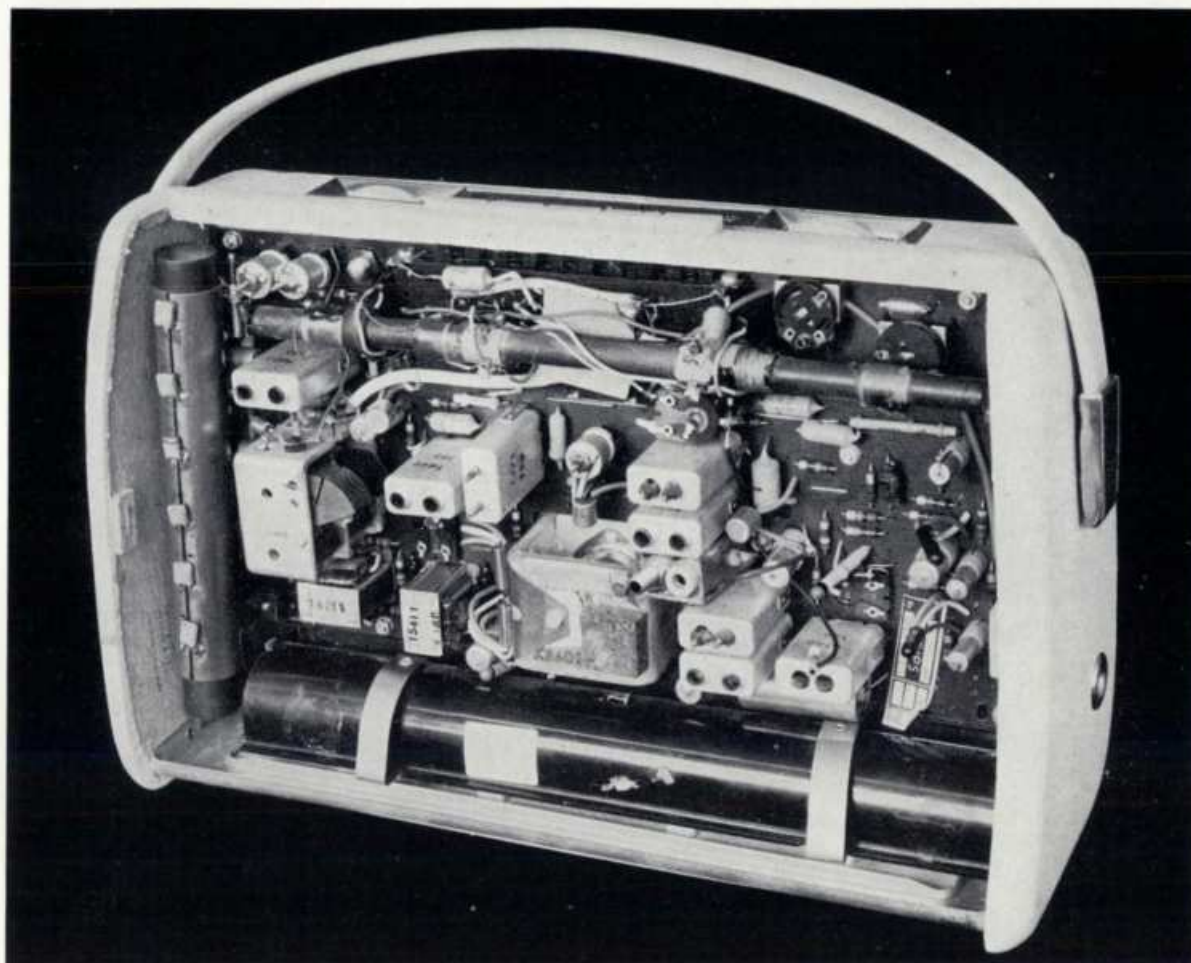


Fig. 5. Een in de handel zijnde transistorradio (Philips „Annette”), bij wijze van proef voorzien van de in fig. 3 afgebeelde ferroxcubeantenne voor 87-104 MHz (links, verticaal). De horizontale staaf (bovenin) is een ferroceptor voor midden- en lange golven.

teerde dipool zou, voor gelijke signaal-ruisverhouding, een sterker veld dan de ferroxcube-antenne nodig gehad kunnen hebben.

De zoëven genoemde uitkomst bewijst dat de kleine ferroxcube-antenne bij de proeven beter voldeed dan op grond van zijn rendement van -13 dB te verwachten was. Eén oorzaak hiervan ligt in het feit dat in serie gefabriceerde dipoolantennes een niet zeer grote bandbreedte hebben en dat ze vooral aan de grenzen van het frequentiegebied slecht zijn aangepast. Een tweede oorzaak is dat op deze frequenties uitwendige ruisbronnen nog merkbare ruisbijdragen leveren, die in verhouding tot het signaal bij beide antennes gelijk zijn. Dit laatste doet verwachten dat een ingangstrap met b.v. een transistor

AF 102, die bijzonder weinig ruis produceert, nog betere resultaten zal opleveren.

Samenvatting. Ontvangsttoestellen voor metergolven worden tegenwoordig in zakformaat gemaakt, maar de bijbehorende dipoolantenne moet ruim een meter lang zijn, tenzij men genoeg wil nemen met een kleiner produkt van rendement en bandbreedte, en met een ontvangst die lijdt aan „handeffect”. Van een kleine inductieve antenne, met ferroxcubestaaf, kan men in vergelijking met een even kleine dipool de volgende voordelen verwachten: groter produkt rendement maal bandbreedte, geringer handeffect en afwezigheid van horizontale nulrichtingen. De verwezenlijking heeft gewacht op de ontwikkeling van een ferroxcubesoort die bij 100 MHz nog een redelijke permeabiliteit en geringe verliezen heeft ($\mu_r \approx 25$, $\text{tg } \delta \approx 0,01$). Deze is nu op laboratoriumschaal beschikbaar. Beschreven wordt een experimentele ferroxcube-antenne voor 87-104 MHz die zich leent tot montage in een normale draagbare transistorradio. Tegenover het nadeel van een geringere gevoeligheid staan inderdaad de verwachte voordelen.

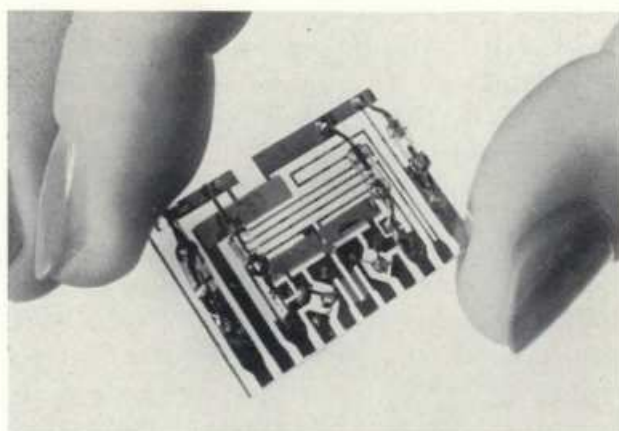
VERVAARDIGING VAN WEERSTANDEN DOOR OPDAMPEN

door P. HUIJER *), W. Th. LANGENDAM *) en J. A. LELY *).

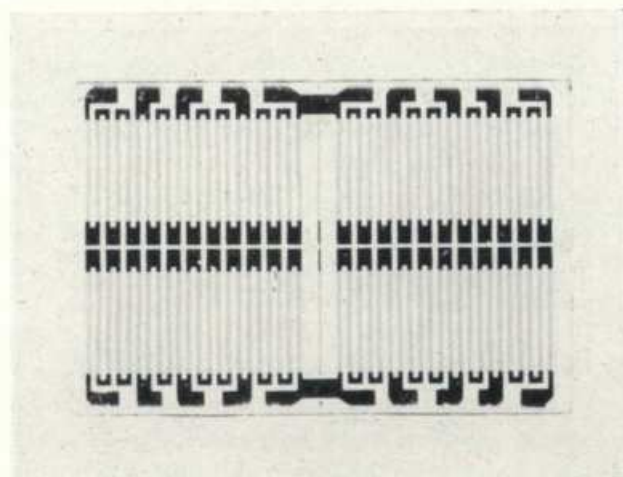
621.316.849:686.49

Opdampen van enkelvoudige metalen en legeringen

Sommige elementen van elektronische schakelingen, zoals elektrische verbindingen, weerstanden en condensatoren, kunnen worden vervaardigd door opdampen van metaallaagjes op een drager, b.v. een glazen plaatje. Andere elementen, zoals spoelen en transistors, laten zich zonder veel moeite aan de opgedampte vast solderen. Op deze wijze kan men zeer compacte schakelingen verkrijgen (fig. 1). Bij de steeds gecompliceerder wor-



a



b

Fig. 1. a) Elektronische schakeling, deels bestaande uit opgedampte elementen.

b) Serieschakeling van opgedampte weerstanden met mogelijkheid van aftakken. De donkere stukken zijn geleiders, de lichte strepen zijn weerstanden. Elke streep tussen twee geleiders heeft een weerstand van 5,6 k Ω . De afmetingen van de drager zijn 20 $\times$ 30 mm.

*) Philips' Hoofdingstrieegroep Icoma (Industrial Components and Materials), Eindhoven.

dende elektronische systemen voor verwerking van data, voor automatische besturing enz. begint deze techniek van de zg. microminiaturisatie grote betekenis te krijgen.

Voor het opdampen van elektrische verbindingen gaat men als volgt te werk. Een goed geleidend metaal wordt in een vacuüm klok verhit tot boven het smeltpunt. De vrijkomende metaaldamp slaat voor een deel neer op de eveneens in de klok aanwezige koude dragers. Men laat het verdampen zo lang doorgaan tot zich een laag heeft gevormd van de gewenste dikte (b.v. 0,1 μ m na enkele minuten). Om in de laag een bepaald patroon aan te brengen, kan men tijdens het opdampen de drager met een masker bedekken of na het opdampen de overbodige gedeelten door etsen verwijderen¹⁾.

Wanneer men ook weerstanden op een soortgelijke manier wil vervaardigen, kan men geen enkelvoudige metalen gebruiken, zoals voor de elektrische verbindingen. De soortelijke weerstand van de gebruikelijke metalen is zo klein dat een laag slechts voldoende weerstand heeft wanneer hij niet meer dan enkele atomen dik is. Zulke dunne lagen kunnen niet met de gewenste nauwkeurigheid worden vervaardigd. Voor het opdampen van weerstanden zullen we dus gebruik moeten maken van legeringen, zoals b.v. chroomnikkel, waarvan de soortelijke weerstand (100 $\mu\Omega$ cm) ongeveer een factor 50 groter is dan die van enkelvoudige metalen. In vele gevallen bieden legeringen bovendien het voordeel van een veel kleinere temperatuurcoëfficiënt (voor chroomnikkel met 80% Ni, 20% Cr is hij $< 400 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$).

Fig. 2 is een schets van het fazediagram voor het evenwicht tussen vloeistof en damp van chroomnikkellegeringen bij constante temperatuur. Hierin kan men aflezen wat er gebeurt indien men een legering op dezelfde wijze als een enkelvoudig metaal vanuit de vloeibare fase zou opdampen. Boven een vloeibare legering met chroomconcentratie c_1 , en waarvan het toestandspunt gelegen is in A, bevindt zich een daarmee in evenwicht verkerende damp, overeenkomend met toestandspunt A', met de veel grotere chroomconcentratie c_1' . Dit komt doordat uit de vloeibare fase elk der componenten onafhankelijk van de andere verdampt

¹⁾ Voor de techniek van het opdampen in het algemeen, zie b.v. L. Holland, Vacuum deposition of thin films, Chapman & Hall, Londen 1956.

met een eigen snelheid, die voor Cr veel groter is dan voor Ni. De chroomrijke damp wordt voortdurend afgevoerd (hij slaat neer op de dragers en op de wanden van de vacuüm klok) en vanuit de vloeistof weer aangevuld. Hierdoor daalt de chroomconcentratie niet alleen in de oppervlaklaag maar in de gehele vloeistof, die door de warmtestromingen wordt geroerd en dus homogeen blijft, tot b.v. c_2 , met bijbehorende concentratie c_2' in de damp (beantwoordend aan de punten B en B'). Dit gaat door totdat het chroom volledig is verdwenen (punt E). Het proces is geheel gelijk aan de gefractioneerde destillatie van een mengsel van b.v. water en alcohol.

Nu zijn de eigenschappen van legeringen in het algemeen sterk afhankelijk van de samenstelling. Men kan met de voortdurend veranderende chroomconcentratie in de damp dus geen lagen opdampen waarvan de elektrische eigenschappen steeds dezelfde zijn. Wil men een groot aantal onderling gelijke weerstanden opdampen, dan moet men op de een of andere wijze de samenstelling van de damp in de hand kunnen houden.

We noemen drie methodes die worden toegepast om dit te verwezenlijken. Bij de eerste methode, de

zg. „flash“-verdamping²⁾, worden de verschillende legeringsbestanddelen als poeder in de juiste verhouding gemengd. Men laat telkens een kleine hoeveelheid van dit poedermengsel vallen op een verdampster, b.v. een hete tantaalstrip, waarvan de temperatuur zo hoog is dat het gehele poeder vrijwel ogenblikkelijk verdampt. De damp in de vacuüm klok heeft dus steeds de juiste samenstelling, en hetzelfde geldt dan voor de laag die hieruit op de dragers neerslaat. Deze methode werkt ook nog zeer goed ingeval de verdampingssnelheden der verschillende legeringsbestanddelen ver uiteen liggen.

Bij de tweede methode verdampt men elk der componenten continu uit een eigen bron³⁾. De menging wordt hier dus pas in de dampfase verkregen. Het succes van de methode hangt af van de nauwkeurigheid waarmee men de verdampingssnelheden van de diverse bronnen op elkaar kan afstemmen. De praktijk heeft aangetoond dat een doeltreffende regeling van de bronnen mogelijk is en dat een fabricage volgens deze methode goede resultaten geeft.

De derde methode is weer gebaseerd op het verdampen van een vooraf bereide legering, maar nu niet uit de vloeibare fase, hetgeen zoals we hebben gezien tot een fractionering leidt, doch uit de vaste fase. De situatie is hierbij ingewikkelder, maar ook met deze methode zijn goede resultaten verkrijgbaar⁴⁾. Bij een nader onderzoek van deze methode zijn wij op een wiskundig probleem gestuit, dat we met behulp van een elektronische rekenmachine hebben opgelost. Dit probleem en zijn oplossing vormen het onderwerp van dit artikel.

Voor de nadere bespreking van de methode beperken we ons meteen tot de eerder genoemde legering van 80% nikkel en 20% chroom, in het vervolg aan te duiden met 80Ni20Cr. De andere bekende legeringen met grote soortelijke weerstand, zoals constantaan en manganin, bevatten het relatief zeer vluchtige element mangaan, waardoor het gelijkmatig opdampen nog moeilijker wordt.

Het opdampen vanuit de vaste fase onderscheidt zich van het opdampen vanuit de vloeibare fase doordat de verdampingssnelheden van de componenten niet meer onderling onafhankelijk zijn. Stel dat alle atomen van de vluchtigste component chroom uit

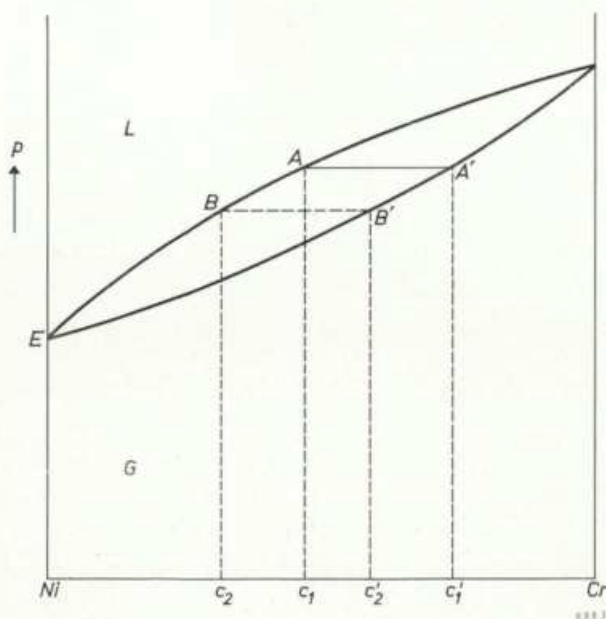


Fig. 2. Fazediagram van het systeem Ni-Cr, waarin de druk p en de chroomconcentratie c tegen elkaar zijn uitgezet bij een constante (hoge) temperatuur. In het gebied G (bij lage druk) is de legering dampvormig en in het gebied L vloeibaar. In het tussengelegen gebied zijn damp en vloeistof met elkaar in evenwicht. Verdampen we een legering met chroomconcentratie c_1 vanuit de vloeibare fase, dan ontstaat er een damp met concentratie c_1' . Doordat de chroomrijke damp steeds wordt afgevoerd, dalen de chroomconcentraties in vloeistof en damp in de richting van c_2 en c_2' en worden op den duur geheel nul ($c = c' = 0$). Omdat de concentratie van de damp nooit een constante waarde heeft, is deze methode niet geschikt voor het opdampen van weerstanden.

²⁾ M. Beckerman en R. L. Bullard, Proc. Electronic Compon. Conf., Washington, 1962, blz. 53.

³⁾ M. Beckerman en R. E. Thun, Trans. 8th Nat. Vac. Symp., Washington, 1961, Pergamon Press, New York 1962, blz. 905 (deel 2); W. J. Ostrander en C. W. Lewis, ibidem blz. 881.

⁴⁾ Zie b.v. M. Schneider, Techn. Mitt. PTT 37, 465, 1959, speciaal blz. 470 e.v.; T. K. Lakshmanan, Trans. 8th Nat. Vac. Symp., Washington, 1961, Pergamon Press, New York 1962, blz. 868 (deel 2).

de opperste roosterlaag door verdamping verdwenen zijn, dan moeten eerst nikkelatomen verdampen om de weg vrij te maken voor het verder verdampen van de chroomatomen. Nu is dit slechts ten dele waar, doordat de chroomatomen ook door diffusie het oppervlak kunnen bereiken. Diffusie is echter een veel trager proces dan roeren, zodat er in de vaste fase een evenwicht kan ontstaan tussen de aanvoer van chroomatomen door diffusie en het verdampen ervan. Heeft zich eenmaal een stationaire toestand ingesteld, dan is de samenstelling van de damp constant en hebben na elkaar opgedampte lagen dezelfde elektrische eigenschappen.

We hebben nu kunnen aantonen dat er bij het opdampen vanuit de vaste fase inderdaad een dergelijke stationaire toestand kan bestaan. We zullen dit nagaan, en we zullen beschrijven hoe men de tijd berekent die moet verstrijken eer deze toestand is bereikt. De feitelijke situatie in de stationaire toestand doet er daarbij niet veel toe; mocht in de stationaire toestand de samenstelling van de damp afwijken van de gewenste, dan kan men dit verbeteren door een andere uitgangssamenstelling te kiezen.

De stationaire toestand

Voor het opdampen van 80Ni20Cr vanuit de vaste fase, b.v. vanuit een draad ⁴⁾, zal men deze op een temperatuur brengen van ongeveer 1300 °C (smeltpunt 1395 °C). Bij deze temperatuur zijn de dampdrukken van Ni en Cr (resp. $0,25 \times 10^{-3}$ en $1,8 \times 10^{-3}$ torr) voldoende hoog om een redelijke verdampingssnelheid te waarborgen.

Wanneer we op deze manier een aantal lagen na elkaar opdampen, blijkt de chroomconcentratie van de eerste lagen zeer groot te zijn. Dit is in overeenstemming met de formule van Langmuir ⁵⁾ die aangeeft welke hoeveelheid W_i van een component i er bij een temperatuur T per tijdseenheid en per oppervlakte-eenheid verdampst:

$$W_i = 5,85 \times 10^{-2} p_i \sqrt{\frac{M_i}{T}} c_i \text{ g/cm}^2\text{s}. \quad (1)$$

Hierin zijn p_i , M_i en c_i resp. de dampdruk in torr bij T °K, het molecuulgewicht en de concentratie, uitgedrukt als atoomfractie, van de component i in het oppervlak. Nu zijn de atoomgewichten van Ni en Cr ongeveer gelijk (resp. 59 en 52) maar de

dampdruk van Cr is ruim 7 maal groter dan die van Ni, zodat Cr zeer veel sneller verdampst dan Ni. Door de snelle verdamping ontstaat er een tekort aan Cr, waardoor c_{Cr} en dus ook W_{Cr} afneemt en de concentratie van Cr in de damp daalt (fig. 3).

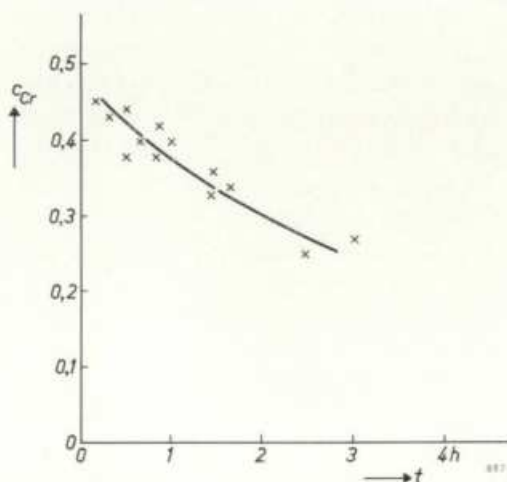


Fig. 3. Samenstelling van de damp als functie van de tijd, bij verdamping vanuit een legering in de vaste fase. De legering was gegeven in de vorm van een draad. Op het tijdstip $t = 0$ was de draad nieuw. De samenstelling van de damp is op een aantal tijdstippen gemeten door van opgedampte lagen röntgenspectroscopisch de samenstelling te bepalen. De spreiding van de meetpunten komt ongeveer overeen met de onnauwkeurigheid van de meetmethode.

Het is nu onze vraag of deze daling van de chroomconcentratie in de damp op den duur tot staan komt en een stationaire toestand bereikt wordt. Volgens (1) kan dit slechts wanneer de concentratie c_i in het oppervlak een constante waarde bereikt, en dit zal het geval zijn zodra het concentratieverloop in de massa stationair geworden is. Het probleem neemt dus de volgende vorm aan: kan er in de legering een van de tijd onafhankelijk concentratieverloop bestaan?

Om de gedachtengang te vereenvoudigen, zullen we in eerste instantie ervan afzien dat het oppervlak, als we vanuit een draad verdampen, gekromd is en beschouwen we het geval van een draad met oneindig grote straal. We hebben dan te maken met een plat oppervlak en we stellen ons voor dat links hiervan een vacuüm is, terwijl rechts ervan een oneindig groot blok van de legering uitstrekt, waarvan de temperatuur 1300 °C bedraagt. We kiezen een x -as loodrecht op dit oppervlak. Voor grote positieve waarden van x is de chroomconcentratie constant en gelijk aan 0,2. Ten gevolge van de verdamping bestaat er bij kleine x (d.i. in de buurt van het oppervlak) een concentratiegradiënt. Deze veroorzaakt een diffusie, die wordt beschreven met de bekende diffusievergelijking:

$$\frac{\partial c}{\partial t} = D \frac{\partial^2 c}{\partial x^2}. \quad (2)$$

⁵⁾ Deze formule is opgesteld voor de verdamping van eenvoudige stoffen. Hij mag worden gebruikt voor de componenten van een legering indien deze homogene mengkristallen vormen en indien de legering een ideale vaste oplossing is. Aan de eerste voorwaarde is voor 80Ni20Cr voldaan, aan de tweede in feite niet, maar blijkens onze experimenten mag 80Ni20Cr wat betreft de verdamping wel als een ideale oplossing worden beschouwd.

Hierin is t de tijd en D de diffusieconstante⁶⁾. Voor dat we deze vergelijking op ons probleem gaan toepassen, moeten we bedenken dat er voortdurend Ni- en Cr-atomen door verdamping verdwijnen, waardoor het oppervlak zich naar rechts verplaatst. Als we een van de tijd onafhankelijke oplossing zoeken, bedoelen we daarmee dat hij wel met het oppervlak meebeweegt, en daarin dus van de tijd afhankelijk blijft, maar daarbij een van de tijd onafhankelijke vorm heeft. Het ligt daarom voor de hand om over te gaan op een bewegend assenstelsel waarvan de oorsprong met het zich verplaatsende oppervlak meebeweegt. In dit assenstelsel is y de afstand tot het oppervlak, en hiervoor geldt:

$$y = x - vt,$$

waarin v de constante snelheid is waarmee het oppervlak zich verplaatst. Door substitutie gaat (2) over in:

$$\frac{\partial c}{\partial t} = D \frac{\partial^2 c}{\partial y^2} + v \frac{\partial c}{\partial y} \quad \dots (3)$$

In stationaire toestand is $\frac{\partial c}{\partial t} = 0$, en deze toestand zal dus kunnen bestaan indien de vergelijking

$$D \frac{\partial^2 c}{\partial y^2} + v \frac{\partial c}{\partial y} = 0$$

een reële oplossing heeft. Dit blijkt inderdaad het geval te zijn. De oplossing is:

$$c = c_{\infty} - A \exp\left(-\frac{v}{D}y\right) \quad \dots (4)$$

A is een constante die afhangt van de verhouding van de verdampingssnelheden van Ni en Cr, en c_{∞} heeft de waarde 0,2.

De vorm van het stationaire concentratieverloop wordt blijkbaar door de verhouding v/D bepaald en wel zo dat bij relatief grote waarde van v (snelle verdamping) of bij relatief kleine waarde van D het verval van de concentratie beperkt blijft tot een dunne laag aan het oppervlak. In fig. 4 is het verloop geschetst voor twee waarden van v/D .

De gevonden oplossing geldt voor het vlakke geval. In eerste benadering zal hij ook gelden voor een cilindrische draad, wanneer tenminste de diameter niet te klein is. We hebben het concentratieverloop in een draad met een diameter van 2 mm experimenteel kunnen bepalen door de draad tel-

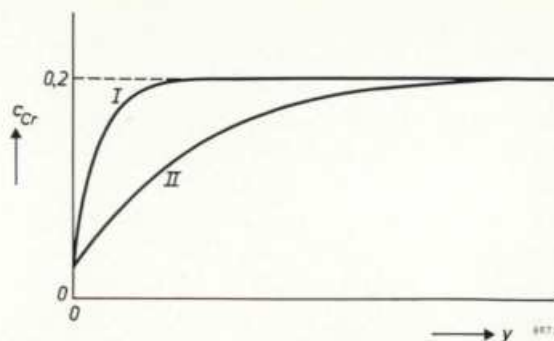


Fig. 4. Het stationaire verloop $c(y)$ van de chroomconcentratie in een door een plat oppervlak begrensd blok, voor een grote (I) en een kleine (II) waarde van de parameter v/D .

kens kortstondig te dompelen in een heet mengsel van H_3PO_4 en $HClO_4$, waardoor de draad als het ware wordt geschild. Zetten we de in elke schil gemeten chroomconcentratie uit in een grafiek, dan vinden we inderdaad een kromme van de gedaante als die in fig. 4.

We weten weliswaar nog niet hoe lang het duurt eer de stationaire toestand wordt bereikt, maar kunnen al wel aantonen dat, wanneer hij eenmaal is bereikt, de samenstelling in de damp en in de massa van de vaste stof aan elkaar gelijk moeten zijn. Gedurende een bepaalde tijd verdampt er zoveel dat het oppervlak over een afstand l opschuift (fig. 5). De vorm van de kromme die het (stationaire) concentratieverloop weergeeft, heeft daarbij geen verandering ondergaan. In totaal is per oppervlakte S van de legering een volume lS verdampt. Het gedeelte Cr daarvan is gelijk aan S maal de gearceerde oppervlakte die het verschil vormt tussen de door de krommen 1 en 2 omsloten oppervlakten, gerekend tot een vast referentiepunt P dat ver weg op de x -as is gelegen, welke oppervlakte gelijk is aan $0,2l$ (gekromde vierhoek met constante hoogte). De chroomconcentratie in de damp heeft dus, evenals in de massa van de vaste stof, de waarde 0,2.

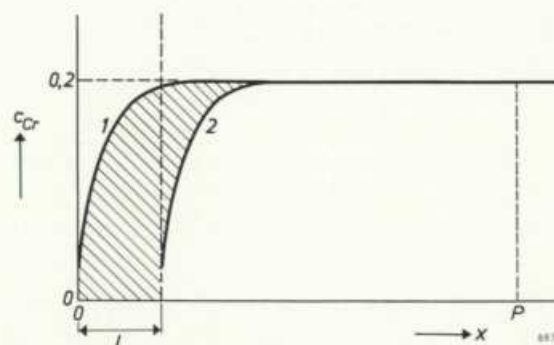


Fig. 5. Wanneer zich in de stationaire toestand het oppervlak door verdamping over een afstand l heeft verplaatst, is per oppervlakte S een volume lS verdampt. Het gedeelte Cr hiervan is gelijk aan S maal de gearceerde oppervlakte, die $0,2l$ bedraagt. In de stationaire toestand zijn dus de chroomconcentraties in de massa van de vaste stof en in de damp beide gelijk aan 0,2.

⁶⁾ Doordat de concentratie van Ni aan het oppervlak groter is dan die verderop in het blok, diffundeert Ni naar binnen. We gaan er echter van uit dat we mogen rekenen met het verschil van de diffusie van Cr naar buiten en van Ni naar binnen. D is dan de diffusieconstante die bij deze „verschil-diffusie” behoort.

Berekening van de insteltijd

We willen nu berekenen hoe lang het duurt eer het evenwicht voldoende is benaderd om met het opdampen van de weerstanden te kunnen beginnen. Hiertoe moet voor het vlakke geval de volledige vergelijking (3) worden opgelost. Met behulp van formule (4), waarin een geschatte waarde van D en een gemeten waarde van v worden ingevuld, kan worden berekend dat de laag waarin de concentratie varieert, ongeveer $100 \mu\text{m}$ dik is. Tenzij men met zeer dikke draden werkt, kan derhalve reeds bij het begin van het verdampen de kromming een merkbare rol spelen. Het is dus veiliger om de vergelijking dadelijk op te lossen voor het werkelijke geval van een cilindrische draad. Hiertoe gaan we over op een cilindrisch coördinatenstelsel. Verg. (2) krijgt dan de vorm:

$$\frac{\partial c}{\partial t} = D \left(\frac{\partial^2 c}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial c}{\partial r} \right), \quad \dots (5)$$

waarin r de afstand is tot het hart van de draad.

Als beginvoorwaarde nemen we aan dat op het tijdstip $t = 0$ de chroomconcentratie overal in de legering gelijk is aan 0,2. De randvoorwaarde wordt geleverd door de formule (1) van Langmuir, wanneer we bedenken dat W_{Cr} evenredig is met de helling van het concentratieverloop ter plaatse ϱ van het oppervlak. In formule gebracht, geeft dit:

$$\left(\frac{\partial c}{\partial r} \right)_{r=\varrho} = k c(\varrho) \quad \dots (6)$$

(k = evenredigheidsconstante). We brengen hier de verplaatsing van het oppervlak niet in rekening door een bewegend coördinatenstelsel in te voeren, zoals in het vlakke geval. Dit betekent dat de randvoorwaarde nu geldt voor een bewegende rand en dus voor een variable waarde van ϱ , nl. $\varrho = r_0 - vt$, waarin r_0 de straal van de draad is op het tijdstip $t = 0$ en v de snelheid waarmee het oppervlak zich verplaatst.

Het oplossen van de differentiaalvergelijking (5) met randvoorwaarde (6) is met de bekende analytische methodes niet mogelijk. We roepen derhalve een elektronische rekenmachine te hulp om de oplossing langs numerieke weg te bepalen.

We zetten r en t uit in rechthoekige coördinaten. Fig. 6 stelt een kwadratisch net van punten voor in dit coördinatenstelsel. De afstand Δr is b.v. $1 \mu\text{m}$, het tijdsinterval Δt b.v. 40 s. Bij elk punt moet de rekenmachine een waarde voor de chroomconcentratie c berekenen die voldoet aan vergelijking (5). Hiertoe wordt deze vergelijking eerst omgezet in een differentievergelijking, op een soortgelijke wijze als enige tijd geleden in dit tijdschrift is uiteengezet ⁷⁾.

De waarde in een punt P wordt door middel van deze differentievergelijking berekend uit de waarden in de drie ondergelegen (d.w.z. „vroegere”) punten R , S en T . De differentievergelijking luidt:

$$c_P = D \left[\frac{\Delta t}{\Delta r^2} - \frac{1}{2r} \frac{\Delta t}{\Delta r} \right] c_T + \left(1 - D \frac{2\Delta t}{\Delta r^2} \right) c_S + D \left(\frac{\Delta t}{\Delta r^2} + \frac{1}{2r} \frac{\Delta t}{\Delta r} \right) c_R \quad \dots (7)$$

Wanneer het concentratieverloop $c(r)$ op een bepaald tijdstip t_1 bekend is, dan kan de rekenmachine op grond van (7) het verloop op het tijdstip $t_1 + \Delta t$ punt voor punt berekenen.

Het netwerk strekt zich in de t -richting uit tot ruim 4 uur. In die tijd kwam de variatie van de concentratie bij de gekozen waarden van diameter, diffusiesnelheid en verdampingssnelheid hoogstens halverwege de straal van de draad. Voor punten met kleine waarde van r blijft de concentratie dus gelijk aan 0,2 en deze punten kunnen bij de berekening worden overgeslagen. De rijen voor een bepaalde waarde van t worden in de richting van de pijl in fig. 6 afgewerkt. Wanneer het laatste punt van een rij (P') aan de beurt is, moet de randvoorwaarde (6) in rekening worden gebracht. Deze voorwaarde houdt in dat op de lijn a , die het afnemen van de straal als functie van de tijd weergeeft, aan (6) moet zijn voldaan. Met behulp van de reeds berekende concentraties in T' en S' en een uit (6) afgeleide

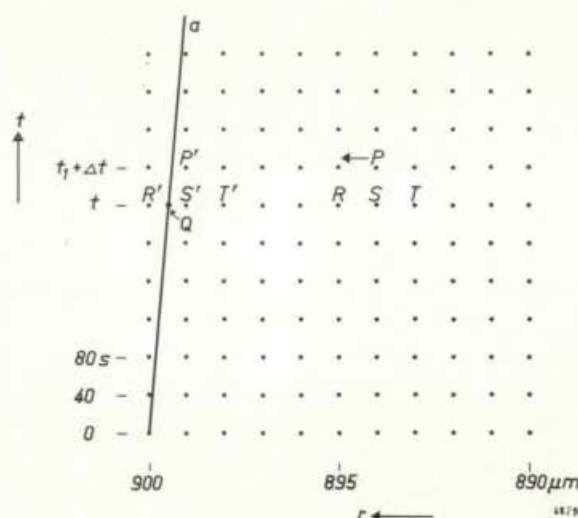


Fig. 6. Kwadratisch net van punten in het coördinatenstelsel waarin r en t rechthoekig tegen elkaar zijn uitgezet. Voor elk punt berekent de rekenmachine de chroomconcentratie met behulp van de differentievergelijking (7). De lijn a geeft de ligging van het oppervlak als functie van de tijd aan. In dit geval is uitgegaan van een draad van $1,8 \text{ mm}$ diameter.

⁷⁾ Zie: C. Weber, Het berekenen van potentiaalvelden en elektronenbanen met behulp van een elektronische rekenmachine, Philips techn. T. **24**, 130-143, 1962 (no. 4/5).

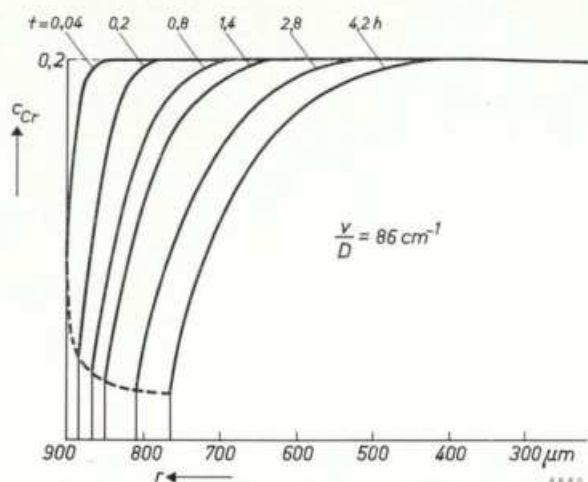


Fig. 7. Berekend concentratieverloop $c(r)$ in de draad na 0,04, 0,2, 0,8, 1,4, 2,8 en 4,2 uur, steeds voor dezelfde waarde van v/D , nl. 86 cm^{-1} .

differentieformule, berekent de machine eerst de concentratie in Q en bepaalt daarna door extrapolatie een fictieve waarde voor het reeds „verdampte” punt R' . Wanneer die eenmaal is gevonden, volgt op de gewone manier de concentratie in P' uit (7).

Formule (7) laat zien dat er slechts eenvoudige rekenkundige bewerkingen moeten worden uitgevoerd. Het nut van de rekenmachine is dan ook in de eerste plaats gelegen in de grote snelheid waarmee de concentraties in de ca. 25 000 punten van het net worden berekend. De machine die wij hebben gebruikt, de IBM 650, heeft er slechts twee en een half uur voor nodig gehad. Voor een aantal waarden van t hebben we het resultaat in een gewone grafiek uitgezet (fig. 7). Fig. 8 geeft het hieruit afgeleide verloop van de chroomconcentratie in de damp en in het oppervlak van de draad als functie van de

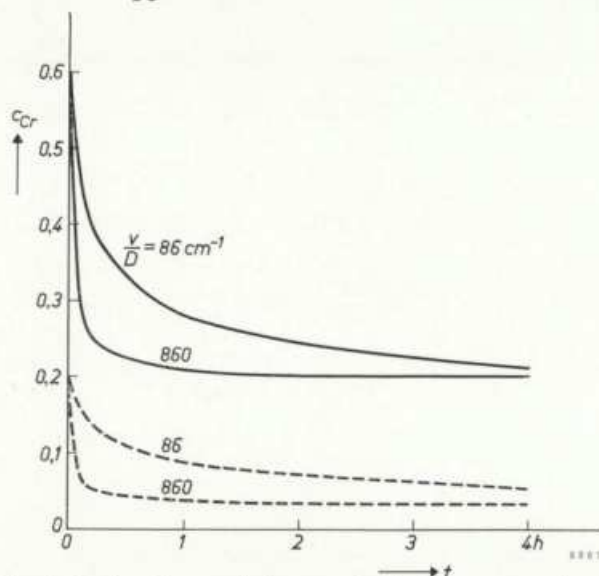


Fig. 8. Berekende verandering van de chroomconcentratie van de damp (getrokken krommen) en in het oppervlak van de draad (gestippelde krommen) als functie van de tijd, voor twee waarden van v/D .

tijd voor twee waarden van de parameter v/D .

De berekeningen moesten in hun geheel voor de twee in fig. 8 aangegeven waarden van v/D worden uitgevoerd omdat de diffusieconstante van Cr in Ni bij 1300°C van te voren niet bekend was. Voor v was wel een waarde beschikbaar. Door de afneming van de straal als functie van de tijd te meten, werd hiervoor $6,1 \mu\text{m}$ per uur gevonden. De twee gekozen waarden van v/D liggen aan weerszijden van een op grond van voorlopige berekeningen geschatte waarde. De diffusieconstante kan nu achteraf worden bepaald door het berekende en het gemeten stationaire concentratieverloop met elkaar te vergelijken. Dit is gedaan in fig. 9, waaruit voor v/D de waarde 253 cm^{-1} en voor D zelf $0,67 \times 10^{-9} \text{ cm}^2\text{s}^{-1}$ kan worden afgeleid. Nu de diffusieconstante bekend is, kan aan

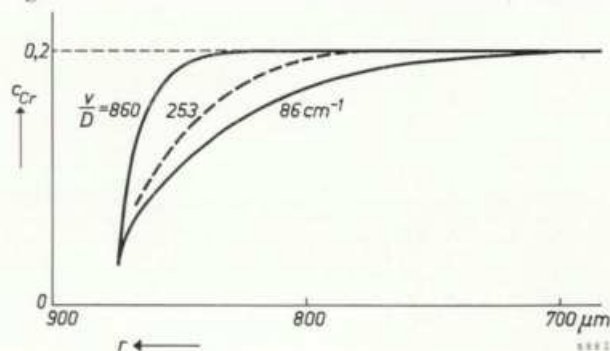


Fig. 9. Vergelijking van het berekende en het gemeten stationaire concentratieverloop in de draad (na 4 uur). Hieruit kan worden afgeleid dat bij 1300°C de diffusieconstante van Cr in Ni $0,67 \times 10^{-9} \text{ cm}^2/\text{s}$ is.

de hand van fig. 8 worden geschat dat in ons geval de insteltijd ongeveer 3 uur bedraagt. Dit klopt goed met wat experimenteel wordt gevonden.

In fig. 8 is aangegeven dat de chroomconcentratie in het oppervlak zich instelt op een constante waarde van ongeveer 0,03. Vullen we deze waarde in voor c_i in de formule (1) van Langmuir, dan vinden we voor W_{Ni} en W_{Cr} juist die waarden die leiden tot de samenstelling 80Ni20Cr in de damp. Hiermee is nog eens langs een andere weg bevestigd dat de gegeven voorstelling van het verdampen vanuit de vaste fase aan de werkelijkheid beantwoordt.

Samenvatting. In het kader van de microminiaturisatie worden tegenwoordig elementen van elektronische schakelingen vervaardigd door opdammen van metaallaagjes op b.v. een glazen plaatje. Wanneer men weerstanden aldus wil vervaardigen, kan men geen enkelvoudige metalen gebruiken, zoals voor de elektrische verbindingen, omdat daarvan de soortelijke weerstand te klein is. Bij het opdammen van geschikte legeringen (b.v. chroomnikkel) ontmoet men het probleem, hoe de samenstelling van de metaaldamp en dus die van de opgedampte weerstandslaag constant te houden. Het probleem kan op verschillende manieren worden opgelost. Een der methodes, die nader is onderzocht, bestaat daarin, als verdampingsbron niet een vloeibare maar een vaste legering te nemen. De damp heeft een constante samenstelling zodra zich in de vaste stof een stationair concentratieverloop heeft ingesteld. Met behulp van een rekenmachine kunnen de vorm en de insteltijd van het stationaire verloop worden berekend.

OVERZICHT VAN RECENTE WETENSCHAPPELIJKE PUBLIKATIES DER N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN

Van deze publikaties, voor zover niet met een sterretje * gemerkt, verstrekt de Administratie van Philips' Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven, op aanvraag overdrukken.

- 3041:** P. A. H. Harten C. Weber: A transmission-line coupler for a fast wave transverse velocity electron beam amplifier (Nachr.techn. Fachber. **22**, 358-361, 1961).

Theoretische beschouwing betreffende een parametrische versterkbuis met laag ruisgetal, waarin de signaaloverdracht geschiedt met behulp van een elektronenbundel. De Cuccia-signaalkoppelaar en de lopendegolffkoppelaar worden met elkaar vergeleken.

- 3042:** M. T. Vlaardingerbroek: Comparison of noise in microwave triodes and in electron beams (Nachr.-techn. Fachber. **22**, 399-402, 1961).

Kort overzicht van de stof die de auteur in zijn dissertatie (R 393) uitvoerig heeft behandeld.

- 3043:** G. G. J. Bos: Enkele aspecten van voorraadketens (Statistica neerl. **15**, 489-500, 1961, no. 4).

Wanneer de levering van goederen niet rechtstreeks vanuit de fabriek aan de klant geschiedt, maar via een aantal gespreide magazijnen, moet men er voor zorgen dat in elk magazijn vanwaaruit een klant de goederen betreft, de voorraad steeds voldoende groot is. De auteur wijdt in deze voordracht enkele beschouwingen aan de vraag wanneer en hoeveel er voor de gespreide magazijnen moet worden besteld. Hierbij moet onderscheid worden gemaakt tussen twee organisatie-schema's. In het eerste bevindt er zich tussen de fabriek en de klant een keten van magazijnen (voorraadketen); in het tweede worden de producten door een centraal voorraadbeheer naar de gespreide magazijnen gedirigeerd.

- 3044:** J. F. Schouten: Der Reaktionsablauf beim Menschen (Aufnahme und Verarbeitung von Nachrichten durch Organismen, voordr. NTG-Fachtagung, Karlsruhe, 11-12 april 1961, red. Nachr.techn. Gesellschaft im VDE, Fachausschuss „Informations- und Systemtheorie“, blz. 49-55, Hirzel, Stuttgart 1961).

In het Instituut voor Perceptie-Onderzoek te Eindhoven is een installatie (de „DONDEERS“) ontwikkeld waarmee op eenvoudige wijze de grote aantallen waarnemingen kunnen worden verricht die nodig zijn voor het meten van reactietijden bij de mens. De „DONDEERS“ wordt gebruikt in combinatie met een gelijktijdig ontwikkelde apparatuur (een „histometer“) die de waarnemingen sorteert en in een overzichtelijke vorm weergeeft. De installatie is een illustratief voorbeeld van de mogelijkheden die de elektronentechniek biedt op het gebied van de psychofysica.

- 3045:** E. Roeder en G. D. Rieck: Walz- und Rekristallisationstexturen von dünnem Wolframblech mit und ohne Zusatz (Z. Metallkunde **52**, 572-576, 1961, no. 9).

Onderzoek naar de structuur van gewalst wolframfoelie, waarbij de eigenschappen van gedoopt en ongedoopt materiaal met elkaar worden vergeleken. De waarnemingen zijn gedaan met een röntgendiffractometer en met een metaalmicroscop. Men vindt in het gedoopte en in het ongedoopte materiaal dezelfde microstructuur en dezelfde textuur (een rond de [110]-richting gecentreerde walstextuur). Tussen de twee materialen doen zich verschillen voor inzake de rekristallisatietemperatuur en de vorm en de afmetingen van de korrels na secundaire rekristallisatie.

- 3046:** P. Jongenburger: The influence of plastic deformation on the transverse magnetoresistance of polycrystalline copper, silver and gold (Acta metallurgica **9**, 985-991, 1961, no. 11).

De relatieve verandering van de soortelijke weerstand $\Delta\rho/\rho_0$ van plastisch gedeformeerde draden van koper, zilver en goud, die wordt veroorzaakt door het aanleggen van een magnetisch dwarsveld, is gemeten bij 20 °K en bij 14 °K. Wordt $\Delta\rho/\rho_0$ uitgezet als functie van de magnetische veld-

sterkte gedeeld door de soortelijke weerstand bij afwezigheid van het magnetische veld, dan moeten volgens Kohler krommen ontstaan die onafhankelijk zijn van temperatuur en zuiverheid, wat inderdaad wordt gevonden. Het is nu gebleken dat de ligging van de krommen wel afhangt van de mate van plastische deformatie van de draden; men vindt verschuivingen zowel in de richting van grotere als in de richting van kleinere waarden van $\Delta\rho/\rho_0$. Gloeien beneden 150-200 °C blijkt in vele gevallen slechts een kleine invloed te hebben op de ligging van de krommen, gloeien bij hogere temperatuur doet de krommen echter terugkeren naar de plaats van de kromme voor ongedeformeerd materiaal. In het geval van zilver veroorzaakt de hersteltrap bij -120 °C een extraverschuiving die onafhankelijk schijnt te zijn van de temperatuur, en die eveneens door uitgloeien verdwijnt. Een en ander kan in verband worden gebracht met in het gedeformeerde materiaal aanwezige dislocaties, waarbij waarschijnlijk in de eerste plaats moet worden gedacht aan de anisotrope verstrooiing van de geleidingslektronen die door de dislocaties wordt veroorzaakt. Een bevredigende verklaring is echter nog niet gevonden.

- 3047:** H. G. Grimmeiss, A. Rabenau en H. Koelmans: Some properties of p-n junctions in GaP (J. appl. Phys. **32**, 2123-2127, 1961, suppl. op no. 10).

Beschrijving van de bereiding en van enkele halfgeleider-eigenschappen van monokristallen van GaP die zijn gedoopt met Zn. Dit onderzoek loopt parallel met het onderzoek aan ALP gedoopt met Zn dat is gepubliceerd onder no. A 32. Zie ook 3030.

- 3048:** W. Albers, C. Haas, H. J. Vink en J. D. Wasscher: Investigations on SnS (J. appl. Phys. **32**, 2220-2225, 1961, suppl. op no. 10).

Zie R 429.

- 3049:** H. J. van Daal, C. A. A. J. Greebe, W. F. Knippenberg en H. J. Vink: Investigations on silicon carbide (J. appl. Phys. **32**, 2225-2233, 1961, suppl. op no. 10).

Voorlopige samenvatting van het onderzoek aan de halfgeleider SiC dat reeds ten dele in R 392 en R 434 is beschreven.

- 3050:** J. C. Balder: Toepassing van tunneldiodes in niet-lineaire schakelingen (T. Ned. Radiogenootschap **26**, 167-179, 1961, no. 4).

Voordracht over de toepassingsmogelijkheden van tunneldiodes. Nadat de voorwaarden voor het niet-lineaire gedrag en de kwaliteitsfactor voor de schakeltijd zijn afgeleid, worden een aantal schakelingen behandeld waarin tunneldiodes zijn opgenomen: de bistabiele en de monostabiele trekkerschakeling, de relaxatieoscillator en het tunneldiodepaar. Tot slot wordt een driefazenvoeding voor tunneldiodes besproken.

- R 435:** O. Reifenschweiler: Sealed-off neutron tube: the underlying research work (Philips Res. Repts. **16**, 401-418, 1961, no. 5).

Behandeling van de onderzoeken die hebben geleid tot de constructie van een eenvoudige, compacte en verplaatsbare neutronenbron. De definitieve uitvoering van deze afgesmolten neutronenbuis is inmiddels uitvoerig beschreven in Philips techn. T. **23**, 341-353, 1961 (no. 11).

- R 436:** P. Penning en D. Polder: Anomalous transmission of X-rays in elastically deformed crystals (Philips Res. Repts. **16**, 419-440, 1961, no. 5).

De anormale transmissie van röntgenstralen (zeer geringe effectieve absorptie van bundels die, onder een hoek die voldoet aan de reflectievoorwaarde van Bragg, op een perfect kristal vallen) kan worden verklaard met behulp van de

dynamische theorie van de röntgendiffractie, waarvan een korte samenvatting wordt gegeven. Het blijkt dat ook de diffractie in gedeformeerde kristallen dynamisch kan worden behandeld. Daartoe moet als generalisatie een geleidelijke variatie van de roosterconstante worden ingevoerd. De hiervoor uitgebreide theorie die de hoofdmoot van dit artikel vormt, blijkt analoog te zijn aan de theorie van de voortplanting van licht in een medium met geleidelijk veranderende brekingsindex. Met behulp van de theorie kan worden aangetoond dat de baan van een nauwe röntgenbundel in een gedeformeerde kristal gekromd is. Voor twee verschillende deformatiepatronen (veroorzaakt resp. door een uniforme temperatuurgradiënt en door elastische buiging) zijn voor de intensiteit van de doorgaande en van de gereflecteerde bundel waarden berekend, die een goede kwalitatieve overeenkomst vertonen met de beschikbare experimentele gegevens.

R 437: F. K. Lotgering, U. Enz en J. Smit: Influence of Co^{2+} ions on the magnetic anisotropy of ferrimagnetic oxides having hexagonal crystal structures (Philips Res. Repts. **16**, 441-454, 1961, no. 5).

De Co^{2+} -ionen in de hexagonale ferromagnetische oxydes $\text{BaCo}_2\text{Ti}_2\text{Fe}_{12-2x}\text{O}_{19}$, $\text{BaCo}_2\text{Zn}_{2-x}\text{Fe}_{10}\text{O}_{27}$, $\text{Ba}_3\text{Co}_2\text{Zn}_{2-x}\text{Fe}_{24}\text{O}_{41}$, kunnen de oorzaak zijn zowel van stabiele als van metastabiele voorkeursrichtingen van de magnetisatievector, welke richtingen willekeurige hoeken met de c -as kunnen maken. Dit is gebleken door bij lage temperatuur het koppel te meten dat wordt uitgeoefend op preparaten met gerichte kristallieten wanneer ze worden gedraaid in een sterk magnetisch veld. Hierbij trad in enkele gevallen een bijzondere vorm van hysteresis op. De grote invloed der Co^{2+} -ionen wordt toegeschreven aan niet-gecompenseerd baanmagnetisme.

R 438: G. Bosch: On the thermal conductivity of SiC (Philips Res. Repts. **16**, 455-461, 1961, no. 5).

In het bestuderen van het warmtegeleidingsvermogen van vaste stoffen heeft men de laatste jaren een belangrijk hulpmiddel gevonden voor het onderzoek naar de aard en de concentratie van roosterfouten. In dit kader heeft de auteur het warmtegeleidingsvermogen K bij lage temperaturen gemeten van hexagonaal (α) en van cubisch (β) SiC. Bij α -SiC is K , zoals bij de meeste stoffen, evenredig met T^3 . Bij β -SiC blijkt K echter evenredig te zijn met T^2 , terwijl er voor de evenredigheidsconstante een zo kleine waarde wordt gevonden dat dit met de bestaande theorieën niet kan worden verklaard. In de literatuur zijn soortgelijke verschijnselen vermeld, waarvan men evenmin een verklaring heeft kunnen geven.

R 439: G. H. Plantinga: The noise temperature of a plasma (Philips Res. Repts. **16**, 462-468, 1961, no. 5).

Op een plasma dat niet in thermodynamisch evenwicht verkeert, mag de formule van Nyquist niet worden toegepast. Wel kan men de formule gebruiken om de ruistemperatuur te definiëren. Uit deze definitie leidt de auteur een algemene uitdrukking af voor de ruistemperatuur door de ruistroom in het plasma te berekenen. De gevonden uitdrukking geldt voor een willekeurige isotrope snelheidsverdeling van de elektronen en voor een botsingsfrequentie die een willekeurige functie mag zijn van de snelheid van de botsende elektronen. Wanneer de elektronen een snelheidsverdeling van Maxwell hebben of wanneer de botsingsfrequentie van de elektronen onafhankelijk is van hun snelheid, blijkt de ruistemperatuur gelijk te zijn aan de temperatuur van de elektronen. Bekefi, Hirschfeld en Brown hebben een uitdrukking afgeleid voor de stralingstemperatuur, gedefinieerd met behulp van de wet van Kirchhoff, die in principe gelijk is aan de hier gevonden uitdrukking. De laatste geldt echter, tengevolge van de gebruikte rekenmethode, onder veel meer algemene voorwaarden en kan b.v. ook worden toegepast op niettransparante plasma's, wat met de andere uitdrukking niet het geval is.

R 440: K. Teer: Investigation of the magnetic recording process with step functions (Philips Res. Repts. **16**, 469-490, 1961, no. 5).

Het onderzoek betreffende de magnetische registratie is tot nog toe meestal verricht met behulp van sinusvormige testsignalen gesuperponeerd op een hoogfrequente voormagnetisatie. Dit lag voor de hand omdat de registratie van geluid van meet af aan de belangrijkste toepassing is geweest. Ter verdere verdieping van het inzicht en mede in verband met nieuwe

toepassingsmogelijkheden waarbij impulsvormige signalen moeten worden vastgelegd, is een onderzoek gedaan naar de sprongkarakteristiek van magnetische registratiesystemen, waarvoor als testsignaal een sprongfunctie is gekozen. Na een theoretische beschouwing hierover worden de meetresultaten besproken. De sprongfunctie is onder verschillende omstandigheden gemeten, waarbij speciale aandacht is besteed aan zeer zwakke en aan zeer sterke testsignalen. Vergelijking van theorie en experiment leidt in het eerste geval tot een conclusie over de kwaliteit van de lees- en schrijfkop en in het tweede geval over de kwaliteit van de band. Tot slot worden resultaten gegeven van metingen aan netwerken voor correctie van impulsen die in de praktijk het scheidend vermogen voor impulsen van registratiesystemen aanmerkelijk vergroten.

R 441: W. G. Gelling: Switching elements consisting of photoconductors and triggered neon lamps (Philips Res. Repts. **16**, 501-506, 1961, no. 6).

Een combinatie van een fotoweerstand en een lichtbron kan worden toegepast als schakelaar; door het ontsteken van de lichtbron wordt de weerstand geleidend en de keten waarin hij zich bevindt, gesloten. In dit artikel worden de voorwaarden besproken waaraan een neonlampje moet voldoen om te kunnen worden gebruikt in combinatie met een CdSe-fotoweerstand.

R 442: T. J. Viersma: Investigations into the accuracy of hydraulic servomotors (Philips Res. Repts. **16**, 507-597 1961, no. 6).

Dit artikel vormt het eerste gedeelte van een proefschrift (Delft, april 1961; vervolg in **R 444**) waarin de onderzoeken worden besproken die hebben geleid tot een zeer grote besturingsnauwkeurigheid van lineaire servomotoren, die b.v. worden gebruikt voor de besturing van automatische gereedschapswerktuigen. In het eerste hoofdstuk wordt de besturingsfout fenomenologisch besproken. In de quasistatische toestand bevat de besturingsfout drie componenten, die evenredig zijn met respectievelijk de zuigersnelheid, de externe zuigerbelasting en de droge wrijving (wrijving van Coulomb). Deze laatste geeft aanleiding tot een zeer hinderlijke dode slag. Om de besturingsfout zo veel mogelijk te beperken, zijn een kleine integratietijdeconstante en een grote hydraulische stijfheid vereist. In hoofdstuk 2 wordt de oliestroom door de poorten van de regelschuif geanalyseerd. Aangetoond wordt dat turbulente poortstrooming gewenst is om een kleine tijdeconstante te bereiken. Een zeer grote hydraulische stijfheid wordt mogelijk gemaakt door toepassing van een belastingcompensatie. De dode slag wordt daardoor gereduceerd van de gebruikelijke waarde van 15-20 μm tot 0,1-0,3 μm .

Om het dynamisch gedrag te analyseren, is in hoofdstuk 3 de differentiaalvergelijking opgesteld voor drie types hydraulische servomotoren. De verschillen tussen de drie types kunnen tot uiting worden gebracht in de waarden van enige constanten die in de vergelijking voorkomen. Bij het opstellen ervan zijn de compressibiliteit van de olie, de droge en de viskeuze wrijving in rekening gebracht. Wanneer de droge wrijving buiten beschouwing wordt gelaten, is de differentiaalvergelijking in een groot gebied praktisch lineair. Na gedeeltelijke linearisering van de algemene differentiaalvergelijking wordt het regelgedrag en het storingsgedrag geanalyseerd. Daarbij wordt gebruik gemaakt van de methode van de beschrijvende functie en van een elektrisch analogon. Aangetoond wordt dat de stabiliteitsvoorwaarden voor hydraulische servomotoren met en zonder droge wrijving identiek zijn. Voor het verkrijgen van de vereiste demping blijkt de viskeuze wrijving van essentieel belang te zijn, terwijl ook een versnellings tegenkoppeling hiertoe mogelijkheden biedt. Behalve het verschijnsel van de dynamische dode slag valt ook de merkwaardige invloed op van de droge wrijving bij lage frequenties. De langs grafische en analytische weg met de methode van de beschrijvende functie verkregen resultaten worden in grote lijnen bevestigd door experimenten met het elektrisch analogon.

In het laatste hoofdstuk wordt de toepassing van een hydraulische servomotor bij een numeriek bestuurd freesbank voor nokschijven besproken. De zeer gunstige eigenschappen van de servomotoren komen daarbij volledig tot hun recht. De integratietijdeconstante bedroeg 4 milliseconden, de resonantietijdeconstante 1 milliseconde. De dode slag kon worden verwaarloosd. Met de freesbank werd gedurende het verspaningsproces een besturingsnauwkeurigheid van 2 μm bereikt.

Zie ook: Philips techn. T. **24**, 311-323, 1962 (no. 10).